

This Page Is Inserted by IFW Operations
and is not a part of the Official Record

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images may include (but are not limited to):

- BLACK BORDERS
- TEXT CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- FADED TEXT
- ILLEGIBLE TEXT
- SKEWED/SLANTED IMAGES
- COLORED PHOTOS
- BLACK OR VERY BLACK AND WHITE DARK PHOTOS
- GRAY SCALE DOCUMENTS

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

**As rescanning documents *will not* correct images,
please do not report the images to the
Image Problem Mailbox.**

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平11-41141

(43) 公開日 平成11年(1999) 2月12日

(51) Int.Cl.⁸

識別記号

F I

H 0 4 B 1/707

H 0 4 J 13/00

D

H 0 4 L 7/00

H 0 4 L 7/00

C

審査請求 未請求 請求項の数20 O L (全 32 頁)

(21) 出願番号 特願平10-30004

(22) 出願日 平成10年(1998) 2月12日

(31) 優先権主張番号 特願平9-131047

(32) 優先日 平 9 (1997) 5月21日

(33) 優先権主張国 日本 (J P)

(71) 出願人 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72) 発明者 村井 英志

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

(72) 発明者 田近 寿夫

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三

菱電機株式会社内

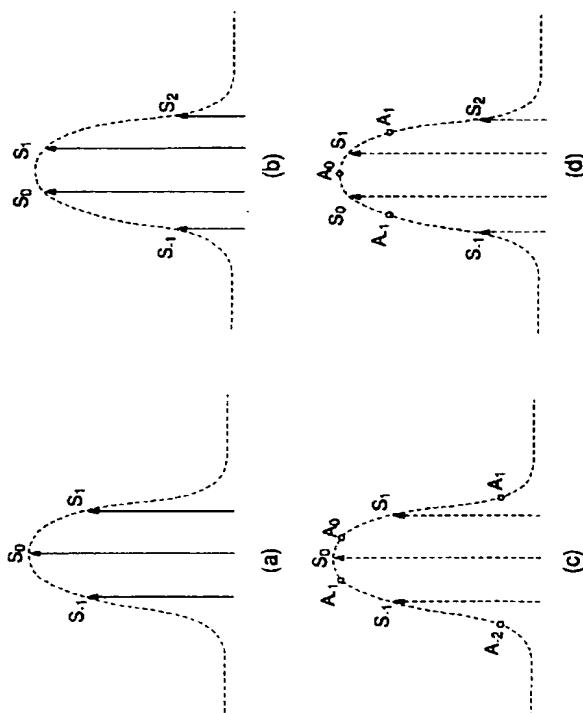
(74) 代理人 弁理士 宮田 金雄 (外 2 名)

(54) 【発明の名称】 スペクトル拡散信号受信方法及びスペクトル拡散信号受信装置

(57) 【要約】

【課題】 この発明は拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、シンボル（あるいはデータ）復調特性、同期捕捉特性、同期追尾特性を損なうことなく小型化、低消費電力化する。

【解決手段】 スペクトル拡散信号のベースバンド成分と拡散符号との相関演算を行う際に、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行い、その拡散符号とベースバンド成分とのタイミング関係が拡散符号間隔の1/2だけ異なるタイミングで相関演算を行い、それぞれの演算結果を用いて、タイミング関係が1/2以下のタイミング点における相関演算結果を推定する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散信号のベースバンド成分と拡散符号との相関演算を行う際に、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、当該第 1 のステップにおける拡散符号とベースバンド成分とのタイミング関係が拡散符号間隔の $1/2$ だけ異なるタイミングで相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、前記第 1、第 2 のステップ結果を用いて、タイミング関係が $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算結果を推定する推定ステップとを有することを特徴とするスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 2】 前記第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、前記結果推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号を復調する復調ステップを有することを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 3】 前記第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、前記結果推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号の同期捕捉を行う同期捕捉ステップを有することを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 4】 前記第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、前記結果推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号の同期追尾を行う同期追尾ステップを有することを特徴とする請求項 1 に記載のスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 5】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、前記拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、前記第 1 の相関演算結果と前記第 2 の相関演算結果を加算し、2 つのタイミングの中央点の相関演算結果を推定する推定ステップと、前記第 1 の相関演算結果及び前記第 2 の相関演算結果に所定の重みをそれぞれかける第 1 及び第 2 の重み付けステップと、前記推定ステップ、前記第 1 及び第 2 の重み付けステップの演算結果より相関タイミングの高精度化を図る高精度化ステップとを有することを特徴とするスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 6】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、拡散符号

とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、前記拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、前記第 1 の相関演算結果と前記第 2 の相関演算結果を加算し、2 つのタイミングの中央点の相関演算結果を推定する推定ステップと、前記第 1 の相関演算結果及び前記第 2 の相関演算結果に所定の重みをそれぞれかける第 1 及び第 2 の重み付けステップと、前記推定ステップ、前記第 1 及び第 2 の重み付けステップの演算結果より、最適タイミングの相関演算結果又は推定結果を選択する最適タイミング選択ステップとを有することを特徴とするスペクトル拡散信号受信方法。

10

20

30

40

50

【請求項 7】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に仮定した拡散符号との相関演算を行って同期捕捉する際に、拡散符号とベースバンド成分との第 1 の相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、前記拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、前記第 1 及び第 2 の相関演算結果よりそれぞれの相関電力を求める第 1 及び第 2 の電力算出ステップと、前記第 1 及び第 2 の電力算出結果に対し平均化操作を行い、それぞれの平均相関電力を求める第 1 及び第 2 の平均相関電力算出ステップと、前記第 1 及び第 2 の平均相関電力算出結果を加算することにより、2 つのタイミングの中央点の平均相関電力を推定する平均電力推定ステップと、前記第 1 及び第 2 の平均相関電力算出ステップの算出結果に対し、それぞれ所定の重み付けを行う第 1 及び第 2 の重み付けステップと、前記平均電力推定ステップの算出結果と、前記第 1 及び第 2 の重み付けステップの算出結果を用いて同期捕捉検定を行う同期捕捉検定ステップとを有することを特徴とするスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 8】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に仮定した拡散符号との相関演算を行って同期追尾を行う際に、拡散符号を符号間隔のそれぞれ $1/2$ 倍、1 倍、 $3/2$ 倍だけそれぞれシフトする第 1 ～第 3 の符号間隔シフトステップと、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う相関演算ステップと、前記第 1 ～第 3 の符号間隔シフトステップによりそれぞれ得られる拡散符号とベースバンド成分との相関演算をそれぞれ行う第 1 ～第 3 のシフト相関演算ステップと、前記相関演算ステップ、前記第 1 ～第 3 のシフト相関演算ステップの相関演算結果より、それぞれ相関電力を求める第 1 ～第 4 の相関電力算出ステップと、前記第 1 ～第 4 の相関電力算出ステップによって

3

得られる相関電力に対して、それぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める第 1～第 4 の平均相関電力算出ステップと、前記第 1、第 2 の平均相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第 1 の推定平均電力算出ステップと、前記第 2、第 3 の平均相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第 2 の推定平均電力算出ステップと、前記第 3、第 4 の平均相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第 3 の推定平均電力算出ステップと、前記第 1～第 4 の平均相関電力算出ステップの演算結果と前記第 1～3 の推定平均相関電力算出ステップの演算結果を用いて同期追尾を行う同期追尾ステップとを有することを特徴とするスペクトル拡散信号受信方法。

【請求項 9】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、前記拡散符号発生手段で発生された拡散符号を遅延させ遅延拡散符号を出力する遅延手段と、前記拡散符号と前記ベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算手段と、前記遅延拡散符号と前記ベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算手段と、前記第 1、第 2 の相関演算手段の出力タイミングを調整するタイミング調整手段と、出力タイミングが調整された第 1、第 2 の相関演算結果から両者のタイミング中央点の相関演算結果を求めるタイミング高精度化手段と、タイミングが高精度化された相関値より指定される相関値を出力する選択手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 10】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、前記拡散符号発生手段で発生された拡散符号を遅延させ遅延拡散符号を出力する遅延手段と、前記拡散符号と前記ベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算手段と、前記遅延拡散符号と前記ベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算手段と、前記第 1、第 2 の相関演算結果より相関電力をそれぞれ求める 2 乗和手段と、前記 2 つの相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を求める平均化手段と、前記 2 つの平均相関電力から両者のタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、前記タイミング高精度化手段の出力とスレシホルドレベルを比較しながら同期捕捉検定を行う制御部とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 11】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を

4

復調するスペクトル拡散信号受信装置において、チップ速度の 2 倍で入力される前記ベースバンド成分を前記チップ速度と同速度の 2 つのパラレル信号に変換するシリアルパラレル変換手段と、前記シリアルパラレル変換手段の第 1 の出力信号を入力とし、前記チップ速度で前記ベースバンド成分との相関値を出力する第 1 のマッチドフィルタと、前記シリアルパラレル変換手段の第 2 の出力信号を入力とし、前記チップ速度で前記ベースバンド成分との相関値を出力する第 2 のマッチドフィルタと、前記 2 系統のマッチドフィルタ出力から相関電力をそれぞれ求める 2 乗和手段と、前記 2 系統の相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を出力する平均化手段と、前記 2 系統の平均相関電力から、タイミング中央点の平均相関電力を推定し、これらを時系列的に出力する連続的高精度化手段と、前記連続的高精度化手段のレベルを観測することにより受信信号のタイミングを検出し、同期捕捉を行う受信パス検出手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 12】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号の受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、前記拡散符号発生手段で発生された拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、前記ベースバンド成分と前記拡散符号及び前記複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、前記相関演算手段の演算結果よりそれぞれ相関電力を求める複数の 2 乗和手段と、前記相関電力に対してそれぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める複数の平均化手段と、前記複数の平均電力が得られるタイミングを調整するタイミング調整手段と、前記タイミングが調整された複数の平均相関電力を用いて、相関電力が得られたタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、前記高精度化された平均相関電力よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算推定値の中から、最大の相関演算結果を選択出力するタイミング高精度化手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 13】 前記タイミング制御手段は、複数の平均相関電力及び複数の推定平均相関電力の中から最大の相関電力を追尾する制御を行なうことを特徴とする請求項 12 に記載のスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 14】 前記タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から、誤差信号を生成するための 2 つの相関電力を選択してディレイロックループ制御を行なうことを特徴とする請求項 12 に記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項 1 5】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、パイロット拡散符号を発生するパイロット拡散符号発生手段と、前記パイロット拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、前記ベースバンド成分と前記拡散符号及び複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、前記相関演算手段の演算結果よりそれぞれ相関電力を求める複数の 2 乗和手段と、前記相関電力に対してそれぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める複数平均化手段と、前記複数の平均電力が得られるタイミング調整するタイミング調整手段と、前記タイミング調整された複数の平均相関電力を用いて、相関電力が得られたタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、前記高精度化された平均相関電力よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算結果を選択出力するタイミング高精度化手段と、前記タイミング高精度化手段出力を用いてチャネル推定、位相補償を行なう同期検波手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 1 6】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、前記拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、前記ベースバンド成分と前記拡散符号及び前記複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、前記複数の相関演算結果をチャネル推定に要する時間だけそれぞれ遅延させる複数の遅延手段と、前記チャネル推定値を用いて位相補償、重み付けをそれぞれ行なう複数の同期検波手段と、前記同期検波手段に対し仮判定されたデータを用いてそれぞれ逆変調を行なう複数の逆変調手段と、前記複数の逆変調結果に対し平均化操作を行なう平均化手段と、前記タイミング調整された複数の平均相関演算結果を用いて、相関演算結果が得られたタイミング中央点の平均相関演算結果を推定するタイミング高精度化手段と、前記高精度化された平均相関演算結果よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算推定値の中から、最大の相関演算結果を選択出力する第 2 のタイミング高精度化手段と、前記第 2 のタイミング高精度化手段より与えられる相関演算結果を用いてチャネル推定を行なう

チャネル推定手段と、前記タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の同期検波結果並びに同期検波結果より推定したタイミング中央点の同期検波結果の推定値の中から、最大の同期検波レベルが得られる同期検波結果を選択出力する第 3 のタイミング高精度化手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 1 7】 前記タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から最大の相関電力を追尾する制御を行うことを特徴とする請求項 1 6 に記載のスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 1 8】 前記タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から、誤差信号を生成するための 2 つの相関電力を選択してディレイロックループ制御を行うことを特徴とする請求項 1 6 に記載のスペクトル拡散通信装置。

【請求項 1 9】 スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、チップ速度の 2 倍で入力される前記ベースバンド成分を前記チップ速度と同速度の 2 つの平行信号に変換するシリアルパラレル変換手段と、前記シリアルパラレル変換手段の第 1 の出力信号を入力とし、前記チップ速度で前記ベースバンド成分との相関値を出力する第 1 のマッチドフィルタと、前記シリアルパラレル変換手段の第 2 の出力信号を入力とし、前記チップ速度で前記ベースバンド成分との相関値を出力する第 2 のマッチドフィルタと、前記 2 系統のマッチドフィルタ出力から相関電力をそれぞれ求める 2 乗和手段と、前記 2 系統の相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を出力する平均化手段と、前記 2 系統の平均相関電力から、タイミング中央点の平均相関電力を推定し、これらを時系列的に出力する連続的高精度化手段と、前記 2 系統のマッチドフィルタ出力を位相補償する位相補償手段と、前記 2 系統の位相補償された同期検波信号からタイミング中央点の同期検波信号も推定し、これら時系列的に出力する第 2 の連続的高精度化手段と、前記第 1 の連続的高精度化手段出力の平均相関電力による重みを前記第 2 の連続的高精度化手段出力に乘積して合成する RAKE 合成手段とを備えることを特徴とするスペクトル拡散信号受信装置。

【請求項 2 0】 前記高精度化手段における重みは受信チップ形状より計算して定めることを特徴とする請求項 9 乃至 1 9 に記載のスペクトル拡散信号受信装置。

【発明の詳細な説明】

【0 0 0 1】

【発明の属する技術分野】 この発明は例えば直接拡散符号分割多元接続 (D S - C D M A) 方式による通信システム等において使用されるスペクトル拡散信号受信方法及びスペクトル拡散信号受信装置に関する。

【0 0 0 2】

【従来の技術】 スペクトル拡散 (S S : Spread Spectru

m) 通信は、拡散符号を用いて情報信号のスペクトルを広帯域に拡散して伝送する通信であり、拡散の方法により直接拡散(DS:Direct Sequence)、周波数ホッピング(FH:Frequency Hopping)、時間拡散(TH:Time Hopping)等に大別される。このうち、直接拡散は情報信号に拡散符号を乗積することによりスペクトル拡散を行う方式である。拡散符号の符号速度と情報信号速度の速度比によりスペクトルの拡散比が決まる。この比率は拡散率もしくは処理利得(拡散率のdB値)と呼ばれる。

【0003】SS通信は、耐妨害性、耐干渉性、低傍受率(あるいは低干渉性)、耐マルチパスフェージング性、多元接続性等のさまざまな特長を有する。これらの性質は移動体通信にとって大変好ましい性質であるため、移動体通信にSS通信を用いた検討が盛んに行われ、実用化も行われている。SS通信では移動局と基地局との接続方式として、スペクトル拡散に使用される拡散符号によって移動局あるいは基地局を識別する方式が採られており、この接続方式は符号分割多元接続(CDMA(Code Division Multiple Access))方式と呼ばれる。

【0004】図15、図16はB.Y.Youngらによって“Performance Analysis of An All-Digital BPSK Direct-Sequence Spread-Spectrum IF Receiver Architecture”(IEEE Journal of Selected Areas in Communications, vol.11, No.7, pp.1096-1107)で報告されたDS-SS通信で使用される従来の通信装置の構成である。図15は送信部であり、図16は受信部である。スペクトル拡散に固有な信号処理の部分はアナログ回路で実現される方法もあるが、回路の信頼性、無調整化、ハードウェア規模、量産性(コスト)等の観点からこの従来例の様に、デジタル回路で実現される場合が多い。

【0005】図15の送信部について説明する。情報データに相当する入力データ(Data Input)はデータ拡散部(Data Spreader)1に入力される。データ拡散部1では、まずデータ符号化器(Data Encoder)2においてデータ符号化(音声符号化、誤り訂正符号化、フレーム化等の処理)を行い、符号化データ(シンボル)を出力し、拡散部(Spreader)3において、拡散符号発生器(PN Generator)4より与えられる拡散符号と乗積されデータ拡散部出力となる。データ拡散部出力は、変調部(Modulator)5に入力され、局部発振器(RF OSC)6より与えられる搬送波と乗算器7において乗積されキャリア変調される。乗算器7の出力は、帯域通過フィルタ(BPF)8において変調成分が抽出された後、増幅部(AMP)9において電力増幅され、高周波出力(RF Output)となってアンテナ10より送信される。

【0006】なお、情報データとデータ符号化器2により符号化されたデータを区別するため、ここでは符号化されたデータをシンボルと呼ぶ。シンボルはキャリア変

調方式に応じて、BPSK(2相デジタル位相変調)、QPSK(4相デジタル位相変調)、QAM(直交振幅変調)等の信号型式となる。

【0007】次に、図16の受信部について説明する。高周波信号はアンテナ11で受信されて高周波入力(RF Input)となり、帯域通過フィルタ(BPF)12において受信信号成分が抽出され、乗算器13において局部発振器(RF OSC)14より与えられる搬送波と乗積され、低域通過フィルタ(LPF)15で低域成分が抽出されることにより、準同期検波されたベースバンド受信信号が得られる。ここで準同期検波とは、受信側の局部発振器14より与えられる搬送波と受信信号の搬送波との間に偏差があるため、ベースバンド受信信号に偏差分が残留する検波を意味する。ただし、通常は信号処理により十分補償できるような精度を有する局部発振器14が使用され、偏差の影響は、準同期検波信号がシンボル間隔に比べ十分ゆっくりと回転する程度となる場合が多い。その場合には搬送波間の位相差を検出し位相補償を行う形で同期検波が実現できる。

【0008】次に準同期検波信号は自動利得制御器(AGC)16によって、平均電力が一定となるように利得制御され、アナログデジタル(A/D)変換器17を介してデジタル信号となる。A/D変換されたベースバンド受信信号はSS受信機(Spread Spectrum IF Receiver)18に入力され、データを復調する。SS受信機18は復調部(Demodulator)19、同期捕捉部(PN Acquisition Loop)20、同期追尾部(PN Tracking Loop)21、データ復号部(Data Decoder)22より構成される。SS通信ではチャネル毎に異なる拡散符号を使用することにより、他チャネル信号との分離識別を行っているため、SS信号を復調するためには、送信側で使用された拡散符号と同一拡散符号を乗積して希望成分を抽出する必要がある。更に、拡散符号を乗積するタイミングも受信信号のタイミングに一致させる必要がある。

【0009】そのため、SS受信部18ではまず、同期捕捉部20で同期タイミングの捕捉を行う。具体的には拡散符号の位相を変化させて同期タイミングを検出する。次に、同期追尾部21において同期捕捉部20で得られた同期タイミングを追尾する。具体的には受信信号のタイミングと乗積する拡散符号のタイミングとが一致するように乗積する拡散符号のタイミングを制御する。タイミング追尾は、通信路の時間的変動、あるいは拡散符号を発生させるクロックの送受間偏差に対応するために必要である。そして、復調部19では同期追尾部21より与えられるタイミングに従って送信側と同一の拡散符号をベースバンド受信信号に乗積し、シンボル持続時間にわたって積分する。この積分結果によりシンボルがそれぞれの変調方式に応じて復調される。また、復調部19ではベースバンド受信信号に含まれる送受搬送波周波数偏差(位相差)を推定し補償する操作も同時に行わ

れる。復調シンボルはデータ復号器 2 2 にて復号化（フレーム分解、誤り訂正復号、音声復号）されて送信情報が復元され、出力データ（Data Output）として送出される。

【0010】上記復調部 1 9 における受信信号に対し拡散符号を乗積する操作は逆拡散と呼ばれ、シンボル持続時間にわたる積分操作までを含めた演算は、相関演算と呼ばれる。相関演算を実行する回路は相関器と呼ばれる。CDMA 方式では符号の相関特性により希望信号成分が得られるため、相関演算はシンボルの復調部 1 9 のみならず、同期捕捉部 2 0、同期追尾部 2 1 においても利用される。従って、相関演算は SS 信号の復調過程における基本演算操作と言える。この相関演算を行う方法は、一般には能動相関法と受動相関法に大別される。両者の違いは乗積する拡散符号の与え方が能動的であるか受動的であるかによる。

【0011】図 1 7、図 1 8 に能動相関法、受動相関法の従来の構成例を示す。図 1 7 は J. G. Proakis 著 “Digital Communications” (Second Edition Chapter 8, Mc Graw-Hill 社、1989 年) に示されている能動相関法による従来の構成であり、点線で囲まれた部分が相関演算部 2 5 に相当する。能動相関法では、ベースバンド受信信号 (Rx Baseband Signal) は拡散符号発生器 (PN Generator) 2 6 より発生される拡散符号と乗積され、シンボル持続時間 (T_b) にわたって乗積結果を積分して相関演算を行う。このような相関器 2 5 はスライディング相関器と呼ばれる。乗積部 2 7 に入力される拡散符号は時系列で与えられ、積分器 2 8 の積分時間はシンボル持続時間と一致している。積分されたシンボルが、サンプラ (Sampler) 3 0 を通じてサンプラレートクロック (Sample rate Clock) 3 1 のタイミングで出力される。拡散符号の発生タイミングはチップレートクロック (Chip rate Clock) 2 9 により制御される。図 1 7 は回路構成が単純ではあるが、その反面、シンボル持続時間に 1 つの相関値しか得られない。即ち、相関値はシンボル間隔で出力される。

【0012】図 1 8 は受動相関法による従来の基本構成であり、このような回路構成はマッチドフィルタと呼ばれる。特にデジタル回路で構成される場合はデジタルマッチドフィルタ (DMF (Digital Matched filter)) と呼ばれる。図中、点線で囲まれた部分が相関演算部 3 5 に相当する。マッチドフィルタの場合、ベースバンド受信信号 (Rx Baseband Signal) は拡散符号速度 (チップ速度) 毎にサンプリングされ、シフトレジスタ 3 6 に入力される。シフトレジスタ 3 6 の各段に格納されたベースバンド受信信号はそれぞれ乗積器 3 7 に入力され、固定的に格納されている拡散符号 (PN 1 ~ PN 7) 3 8 とそれぞれ乗積された後、加算器 (Adder) 3 9 に入力され、他の乗積結果と加算される。

【0013】拡散符号は能動相関の場合とは異なり、少

なくとも 1 データ持続時間の間は固定されている。図 1 8 の場合、1 つのデータが 7 チップの拡散符号 (PN 1 ~ PN 7) により拡散された場合の相関演算を示しているが、1 番目のシフトレジスタサンプルと乗積される拡散符号は常に第 7 チップ目の拡散符号 PN 7 である。マッチドフィルタによる構成では、受信サンプルが 1 つ入力される毎に (即ちチップ間隔で) 相関演算結果を 1 つ出力するため、演算速度はスライディング相関器に比べ高速であり、系列長が長くなるほど演算効率は向上する。しかしながら、消費電力、ハードウェア規模は大きくなってしまふ。この傾向は送信シンボルを拡散する拡散符号の符号長が長くなるほど (拡散率が大きくなるほど) 顕著になってくる。

【0014】以上説明したように、SS 信号の受信部における相関演算を行う相関器は主に 2 通りの相関器があり、回路規模、消費電力と演算速度の関係よりいずれかの方法が選択される。図 1 6 におけるシンボルの復調部 1 9 の構成は、図 1 7、図 1 8 と同一であり、それぞれ相関演算結果が得られるタイミングで相関器出力をサンプルすれば良い。同期捕捉部 2 0、同期追尾部 2 1 では、拡散符号の時間相関特性を利用して同期捕捉、同期追尾を行う。

【0015】時間相関特性とは、相関演算において乗積する拡散符号の符号タイミングがベースバンド受信信号に含まれる拡散符号のタイミングと一致する場合には、相関演算の結果、大きなレベルとなり、一致しない場合には小さなレベルとなる特性である。図 1 9 に拡散符号の時間相関特性を、図 2 0 にそれを拡大して示す。両図とも横軸は時間を縦軸は相関値であり、またデータ変調がかかっている場合について示している。BPSK によるシンボル変調がかかる場合には、送信シンボルの極性に応じて相関値の極性も変化する。

【0016】図 1 9 において、相関値は時間差が「0」付近のみで値を有する。もちろんこの特性は拡散符号の性質に依存し、時間差が「0」付近以外でも若干の値を有するが、平均的には「0」とみなせるような拡散符号が一般的に使用される。また、T_p は拡散符号の系列周期である。同図のような相関特性の拡散符号を使用した場合、同期捕捉部 2 0 では、拡散符号のタイミングを仮定して相関演算を行う。図中に示されるように、仮定したタイミングが正しい場合には、大きな相関値が得られ、正しくない場合には相関値が得られないため、相関値の大小によってタイミング検出が可能となる。

【0017】図 2 0 は時間差「0」近傍の拡散符号の相関特性の一例を示している。拡散符号が十分ランダムな特性を有する場合、この領域の相関特性は、平均的に送受波形整形フィルタの合成特性により与えられるインパルス応答に等しくなる。即ち、チップ波形に対してナイキスト伝送を行う場合には、ナイキスト波形のインパルス応答が「0」近傍の相関特性となる。従って、タイミ

ング差が大きくなるにつて相関値は減少し、タイミング差が1チップ間隔 (T_c) 離れると、相関値出力は「0」となる。同期追尾部 21 では、シンボル復調のための相関値が常に最大となるように、即ちタイミング誤差を小さくなるように同期追尾を行う。

【0018】次に同期捕捉部 20 の構成について説明する。まずスライディング相関器による同期捕捉方法の従来例としては、例えば図 21 に示される構成がある。これは、PCT 国際公開 WO 96/04716 (PCT/US 95/08659) に開示されている方法である。図中点線で囲まれた部分が相関演算部 41 である。この例では、送信側で同相軸拡散符号と直交軸拡散符号の 2 種類の拡散符号を用いて送信シンボルが QPSK 拡散変調された信号に対する同期捕捉回路を示している。即ち、送信シンボルを d 、同相軸拡散符号を P_i 、直交軸拡散符号を P_q とすれば、ベースバンド送信信号 T_x は、次式

$$T_x = d \cdot (P_i + j P_q)$$

で表現される。ここで j は虚数単位である。なお、送信シンボル、拡散符号は、共に時間関数であり、送信シンボルはシンボル間隔毎に、拡散符号はチップ間隔毎に、変化する時間関数であるがここでは省略する。

【0019】ベースバンド受信信号は、アンテナ 42、レシーバ (Receiver) 43 を通じて出力される準同期検波信号 R_x として、搬送波の位相差 ϕ を含んだ形で、次式

$$R_x = d \cdot (P_i + j P_q) \cdot \exp(j\phi) \\ = d \cdot (P_i + j P_q) \cdot (\cos \phi + j \sin \phi)$$

のように表現される。 R_x の実数成分が同相軸受信信号、虚数成分が直交軸受信信号であり、相関演算部 41 への入力となる。ここで QPSK 逆拡散器 (Despreaders) 41A では、準同期検波信号 R_x に対して、拡散符号発生器 44 から入力される P_i 、 P_q のタイミングを仮定した P_i' 、 P_q' を $R_x \times (P_i' - j P_q')$ となるように乗積器、加減算器を構成する。次にデジタル積分器 (Coherent Accumulators) 41B、41C で実数成分、虚数成分毎にシンボル間隔にわたって積分を行い、2乗和器 45 でそれぞれの積分結果の 2乗和をとることにより、相関電力を出力する。即ち、 P_i 、 P_q と P_i' 、 P_q' のタイミングが一致すれば $P_i = P_i'$ 、 $P_q = P_q'$ であるから、QPSK 逆拡散器出力は、それぞれ $d \cdot (\cos \phi + j \sin \phi)$ の実数成分、虚数成分となり、2乗和を求めると d^2 が得られ受信シンボル電力が得られる。タイミングが一致しない場合は拡散符号のランダム性により小さなレベルの相関電力となる。

【0020】このように同期捕捉の段階では拡散符号のタイミングが未知なので、受信側でタイミングを仮定し、仮定したタイミングで受信信号との相関電力を求め、予め与えられるレベル以上の出力レベルが得られた時に拡散符号の同期捕捉が完了したと判断する。また、

同期捕捉の検出として相関電力を使用するのは、同期捕捉の段階で、搬送波の位相 ϕ まで把握することは困難であること、データ変調がかかっている場合の受信信号の相関値振幅は変調データにより相関値毎に極性がランダムに変化し平均化操作で相殺されてしまうためである。

【0021】さらに雑音による影響を軽減するために、通常は同一タイミングで得られた相関電力を平均化して、平均相関電力により同期捕捉の判断を行うことが多い。図 21 でも、平均化部 (Non-Coherent Accumulators) 46 において、シンボル間隔毎に得られる相関電力を所定時間 (回数) 積分して平均化を行い雑音の影響を軽減した後、比較器 (Threshold Comparator) 47 にてスレシホールドレベルと比較され、比較結果が制御部 (Search Controller) 48 に伝えられ、同期捕捉判定が行われる。同期捕捉と判定された場合には同期追尾とシンボル復調を行うが、同期捕捉が未完了の場合には、新たに別のタイミングを仮定して同様な動作を繰り返す。

【0022】スライディング相関による方法は回路構成が簡単である反面、シンボル間隔に 1 つしか相関値が得られないため、同期捕捉に膨大な時間を要する。そのため、複数系統の同期捕捉回路を設けて同期捕捉時間の短縮化を図ったり、平均化のための積分回数とスレシホールドレベルを複数設定し、短い積分時間と低いスレシホールドレベルで 1 次評価を行い、受信タイミングが一致している可能性が高い場合のみ更に長い積分時間での 2 次評価を行う等の手法が採られる。

【0023】なお受信タイミングをチップ間隔で変更すると、チップ間隔精度の相関値しか得られないため、正しい受信タイミングが例えば $(n + 0.5)$ チップである場合には、図 20 の特性例からもわかるように、チップ位相 n とチップ位相 $n + 1$ で、正しいタイミングから 0.5 チップずれた相関値に応じた相関電力しか得られないため、捕捉性能が劣化してしまう。即ち、タイミングが近いにも関わらず、低い相関値のため、タイミング検出が困難となる。この問題点に対処するため受信タイミングは 0.5 チップ間隔 ($[1/2] T_c$) の精度で、即ち仮定するタイミングを 0.5 チップづつ変更させながら、同期捕捉検定を行う場合が多い。

【0024】同期捕捉回路のデジタルマッチドフィルタによる方法の例としては、例えば、図 22 に示す構成がある。これは「整合ろ波器により直接データ復調を行う衛星通信用スペクトル拡散通信装置」(浜本他著、電子通信学会論文誌、Vol. 69-b, No. 11, pp. 1540-1547) に示された構成である。同相軸信号、直交軸信号に対する相関演算結果を与えるデジタルマッチドフィルタ出力はそれぞれ 2 乗器 50A、50B を介した後、加算器 51 にて加算されることにより相関電力となる。図 21 では、相関電力がシンボル間隔毎に与えられるのに対し、図 22 では、 $[1/2]$ チップ間隔毎に与えられる点が異なる (チップ毎に 1 つでなく 2 つ与えられる構成

法は後述する)。即ち、例えば P N 符号周期がシンボル持続時間と一致する場合には、図 2 1 の場合にはシンボル間隔の 2 乗和を観測することにより、 $[1/2]$ チップ間隔の解像度で、相関電力が得られる。更に、巡回加算部 (Recursive Integrator) 5 2 巡回加算による平均化操作を行い、雑音の影響を軽減している。この巡回加算部 5 2 は、2 乗和が入力されて加算器 5 2 A と 1 P N フレーム分のフレームメモリ 5 2 B とその出力を所定の係数と乗算する乗算器 5 2 C とで構成され、乗算出力を加算器 5 2 A に入力して巡回加算を実現する。フレームメモリにおいて、 $[1/2]$ チップ間隔毎に得られる相関電力をシンボル周期単位で巡回加算した結果を格納することにより、異なる符号位相タイミング間の相関電力を混同することなく、平均化操作を行っている。そして、フレームメモリ 5 2 B 中最大の平均相関電力を与える点を最大値ホールド部 5 3 でホールドし受信タイミングとしている。

【0025】なおスライディング相関の場合と同様にチップ間隔精度の相関値検定による同期捕捉性能の低下を防止するために、図 2 2 の例のデジタルマッチドフィルタとして、図 1 8 との対応部分に同一符号、類似部分に英文字「A」を付した図 2 3 の構成を採っている。

【0026】図 2 3 において点線で囲まれた部分が相関演算部 3 5 A である。即ち、デジタルマッチドフィルタへの入力を P N クロックの 2 倍 (チップ当たり 2 倍のオーバーサンプリング) でサンプルし、入力信号と乗積する P N 符号 3 8 を 1 チップに対し連続する 2 サンプルを対応させる。このようにして、 $[1/2]$ チップ毎に 1 サンプルの相関値を出力させ、同期捕捉精度の低下を改善している。

【0027】図 2 3 の相関演算結果を、図 2 4 に示す。図 2 4 (a) は通常の相関演算結果である。S₀ が最適なサンプルタイミングでの相関演算結果であるとする、隣接するサンプルタイミング S₋₁、S₁ では相関演算結果は S₀ に比べ小さい値となる。図 2 3 の構成の場合、チップ速度の 2 倍で受信サンプルが入力されるため、相関演算結果もチップ速度の 2 倍で得られる。しかしながら、相関演算結果は拡散符号が 2 サンプルにわたって同一の符号ビットが乗積された後、全て加算されるため、図 2 4 (b) に示されるように、チップ速度の 2 倍で行われる相関演算結果が隣接サンプル間で加算された値となる (図 2 4 では更に 2 で割って平均化した場合を示している)。即ち、最大の相関値 A₀ は同期タイミングに対して $[1/4]$ T_c だけ前に入力されたサンプルの相関値 S₀ と $[1/4]$ T_c だけ後に入力されたサンプルの相関値 S₁ とが加算された値である。

【0028】このような方式についての理論的解析については、送受波形整形フィルタの影響も含めて、片岡らが “Performance of Soft Decision Digital Matched Filter in Direct-Sequence Spread-Spectrum Communica-

tion Systems” (IEICE Transactions, Vol. E74, No. 5, pp. 1115-1122, May, 1991) にて報告している。それによれば、最適サンプル点では S/N 的に若干劣化するものの、その劣化量は軽微 (送受等分割ロールオフ率 40% ルートナイキストフィルタの場合 0.06 dB) であり、この理論解析に従えば、タイミング誤差が大きい部分 ($[1/2]$ T_c 程度) では、逆にタイミング誤差による S/N (信号対雑音電力比) の劣化量が低く押さえられることが確認できる。

10 【0029】次に同期追尾部の従来の構成例について説明する。同期追尾部は符号同期ループ (DLL) と呼ばれる構成を基本としている。図 2 5、図 2 6 はスライディング相関器による従来の符号同期ループを示すものであり、図 2 5 は非同期 DLL と呼ばれる構成であり、図 2 6 は逆変調型同期 DLL と呼ばれる構成である。両図とも図中、点線で囲まれた部分が相関演算部 5 8、5 9、7 0、7 1、7 2 である。図 2 5 は非同期 DLL の例であり、R. D. Gaudenzi らが “A Digital Chip Timing Recovery Loop for Band-Limited Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals” (IEEE Transactions on Communications, Vol. 41, No. 11, pp. 1760-1769, Nov. 1993) で報告したものである。この図において複素ベースバンド受信信号 (同相軸受信信号並びに直交軸受信信号) は低域通過フィルタ L P F 5 5 にて波形整形され、サンプル 5 6 でチップ当たり 2 倍のオーバーサンプル速度でサンプルされ、シリアルパラレル変換器 (S/P) 5 7 に入力される。S/P の出力は、シンボル復調に使用されるサンプル O (On Timing) と、同期追尾のためのタイミング誤差の検出に使用されるサンプル (E, L : Early, Late Timing) とに 2 分される。即ち、タイミング誤差の検出はシンボル復調タイミングより $[1/2]$ チップ間隔ずれたベースバンド受信信号が使用される。

30 【0030】図中、タイミング追尾系への入力サンプルのうち、サンプル E は乗算器 5 9 A で直接相関演算が行われ、もう一方のサンプル L は遅延器 5 8 A で 1 チップの遅延を介した後に乗算器 5 8 B で相関演算が行われる。また、Hb(z) はデジタル積分に相当する低域通過フィルタ 5 8 C、5 9 C である。そして、2 系統の相関演算結果はそれぞれ 2 乗器 6 0 A、6 0 B 2 乗されて、搬送波位相並びにシンボル変調等の影響が取り除かれ、相関電力となった後、減算器 6 1 で差がとられて誤差信号となる。次に、誤差信号は数値制御クロック (NCC) 6 2 に入力される。NCC 6 2 では誤差信号に対して平均化操作を行うことにより、雑音成分等の影響を軽減した後、誤差信号が 0 となるように、受信信号のサンプルクロックを制御する。

40 【0031】図 2 7 (a)、(b) はそれぞれ相関電力特性と誤差特性を示している。図 2 7 (a) において縦軸が相関電力、横軸が時間差である。この特性は S S 信号の自己相関特性と呼ばれる。図 2 0 の場合と同様に形

状については代表的な例を示している。雑音の影響が十分小さい場合、同図において、正しいタイミング（時間差0）でサンプルしたシンボルの相関電力が最大となり、時間差が大きくなるに従って相関電力は低下する。図25において、サンプルEのタイミングはシンボル復調に用いるサンプルOのタイミングより $[1/2]$ チップ間隔早くなるように設定されているため、サンプルEを1チップ間隔遅延させたサンプルLの相関電力はそれぞれ図27(a)に示される値となる。この場合、サンプルOのタイミングが理想的であれば、相関特性は左右対称であるため、サンプルE、サンプルLによる相関電力は同一となり、誤差信号は0となる。サンプルOのタイミングが正しいタイミングよりも若干遅い場合、サンプルEによる相関電力の方がサンプルLによる相関電力よりも大きくなり、その結果、誤差信号は負の値となる。図27(b)はサンプルOの正しいタイミングからのタイミングずれと誤差信号の関係を示している。図中、横軸が時間差であり、縦軸が誤差信号である。即ち、誤差信号が負であれば、タイミングが遅いことを示し、正であればタイミングが早いことを示す。

【0032】図25においては、シンボル変調信号を用いるために、相関演算後2乗操作を必要としたが、例えば同期検波が理想的で、シンボル変調がなされていないパイロット信号等から誤差信号を生成する場合には、2乗器60A、60Bは不要となる。その場合、図25における2乗器60A、60Bは省略され同期DLLと呼ばれる構成となり、同期追尾性能の向上が期待できる。シンボル変調されているSS信号を使用する場合でも、理想的な同期検波ができれば、シンボル変調の極性を元に戻すことにより、同期型DLLの構成を実現することができる。このような操作によるDLL構成は、逆変調型同期DLLと呼ばれる。

【0033】図26は逆変調型同期DLLと呼ばれる従来の構成であり、佐和橋らが「DS-CDMAにおける逆変調型coherentDLL」（電子情報通信学会技術研究報告、RCS94-50, pp. 13-18, 1995年2月）にて報告した構成である。図26において点線で囲まれた部分が相関演算部70、71、72であり、一点鎖線で囲まれた部分が同期追尾部68、二点鎖線で囲まれた部分がシンボル復調部69である。また、相関器に含まれる電圧制御拡散符号発生器VCCG78は、誤差信号である電圧制御信号により発生タイミングが制御される拡散符号発生器である。図25は入力サンプルのサンプルタイミングを制御することにより同期追尾を行ってのに対し、図26は拡散符号の発生タイミングを制御することにより同期追尾を行っている。タイミング制御は受信信号と拡散符号の相対的なタイミング関係が制御されれば同等な性能が得られる。従って、これは非同期DLLと逆変調型DLLとの差異ではない。後述するRAKE受信機においてA/D変換器を共有し、各受信パス信号のタイミ

ングを独立に同期追尾、復調する場合には、拡散符号の発生タイミングを制御する方式が有利である。但し、後述するDMFを使用する場合は符号位相は固定されているので、例えばピーク値のタイミングが中央となるように入力サンプルタイミングを制御する方法が採られる。

【0034】図26において、Spread Signal受信信号はQPSK準同期検波器(Quasi-quadrature Detector)65にて準同期検波された後、サンプル67でチップ間隔の整数倍でサンプリングされ、シンボル復調部69、同期追尾部68にそれぞれ入力される。シンボル復調部69では受信信号と同期したタイミングの拡散符号との相関演算が行われる。但し、準同期検波信号であるため、搬送波位相差 ϕ の影響が残る。今シンボルを d とすれば、この影響は $d \times \exp(j\phi)$ で表現される。 ϕ は搬送波位相推定器(Carrier Phase Estimator)79で推定され、推定結果 ϕ' から $\exp(-j\phi')$ を作り出し、相関演算結果と乗積した結果を用いてシンボル復調が行われる。

【0035】同期追尾部68では、シンボルタイミングよりも早いタイミングの拡散符号と遅いタイミングの拡散符号との相関演算が行われた後、両者の演算結果の差が計算される。相関演算結果には、誤差信号成分の他、変調シンボル d 、搬送波位相差 ϕ の影響が含まれる。誤差信号を ϵ とすれば、この影響は $\epsilon \times d \times \cos(\phi)$ で記述される。変調シンボル d と搬送波位相差 ϕ はシンボル復調部(Data Decision)81で推定された d' 、搬送波位相推定器79で推定された位相差 ϕ' を用いて取り除かれ、誤差信号 ϵ' を得る。 d' により d の影響を取り除く作業が逆変調である。 ϵ' はループフィルタ76に入力され、平均化されることにより雑音の影響が軽減された後、 ϵ として電圧制御拡散符号発生器(VCCG)78に入力されタイミング制御される。このように、逆変調により搬送波位相差と変調シンボルの影響を取り除くための2乗和回路を必要としないため、通倍損(Squaring Loss)がなく、雑音成分の影響をより低くすることができ、同期追尾性能を向上させることができる。

【0036】図28はデジタルマッチドフィルタによるタイミング追尾部の例である。これは、片岡らが「軟判定マッチドフィルタを用いたスペクトル拡散通信用デジタル同期方式」（電子情報通信学会技術研究報告、RCS91-4, pp. 23-30, 1991年5月）で報告した構成である。同図において準同期検波信号である2つの低域通過フィルタ(LPF)87A、87Bの出力が、A/D変換器88A、88Bでチップ速度の2倍でA/D変換され、同一のクロックでデジタル相関器89A、89Bに入力される。

【0037】デジタル相関器の基本的な構成は図23と同様である。即ちデジタル相関器89A、89Bはチップ間隔の2倍で相関演算結果を出力する。2つの相

関器出力をシンボルタイミングで取り出し、位相補償を行えば受信シンボルが復調される。また、2つの相関器出力は2乗回路90A、90B、加算器91により搬送波位相、変調シンボルの影響の取り除かれた相関電力が検出される。相関電力は2分割され、一方が1チップ間隔の遅延回路92によって遅延され、遅延回路92を介さない相関電力との差が減算器93で求められ、誤差信号が出力される。図28のデジタルマッチドフィルタを用いた場合は、意味のある誤差信号が含まれるタイミング(シンボルタイミング)の減算器出力をラッチ回路94によって抽出する。

【0038】誤差信号はループフィルタ(Loop Filter)95にて平均化され、雑音の影響が軽減された後、電圧制御発振器(VCO)96に入力され、準同期検波信号の受信タイミングを制御する。相関値のシンボルタイミング、誤差信号を与えるタイミングの相互関係は図25並びに図27と同様である。即ち、誤差信号がラッチされるタイミングはシンボルタイミングの次のサンプル(1/2チップ間隔後)である。

【0039】

【発明が解決しようとする課題】図28の例では、電圧制御発振器(VCO)96はアナログ回路で構成され、VCO出力をA/D変換する方法を示しているが、装置規模の小型化、量産性の観点からはVCO96の部分もデジタル回路で構成されるのが望ましい。その場合、図25のようにデジタル的にクロック制御を行う構成が考えられる。

【0040】図29は高草木らが「DLL用デジタル制御クロック発振器の開発」(1996年電子情報通信学会通信ソサイエティ大会、B-371、1996年3月)にて報告した、従来のデジタル制御クロック発生器の構成を示している。電圧制御発振器VCOの場合は出力周波数をアナログ制御電圧により直接変化させる。これに対し、図中の構成では、チップ速度よりも速い固定クロック97を準備し、デジタル制御信号98により出力クロックの位相を直接変化させている。即ち、プログラマブル遅延素子99を設けデジタル制御信号98の制御値に応じて遅延時間を変化させ、クロックの位相を変化させる方法である。遅延時間が制御された出力信号は、分周回路を介してクロック制御をデジタル的に行う。この場合、タイミングの更新単位が離散的であるため、高精度な同期追尾特性を実現するためには基本クロックとしてチップ速度よりも速いクロックを用意する必要がある。例えば、固定クロック97がチップ速度のn倍であるとすれば、チップタイミングの制御単位は1/nチップ間隔となる。

【0041】ここで、チップ速度はシンボル速度に比べ相当速く、通常、数10倍から数100倍程度の拡散率で設計されるため、高速動作が要求される。更に、高精度な同期追尾特性を実現するためには図28の制御部はチッ

プ速度のn倍の速さで動作させることが要求される。デジタル回路の消費電力は、動作速度の速い部分に大きく依存するため、同期追尾特性を劣化させることなく動作速度を低減させることが、デジタル同期追尾部の課題である。

【0042】図30はデジタル制御によるクロック発生器の他の従来の構成を示している。この概念は、Cessnaらが“Phase Noise and Transient Times for a Binary Quantized Digital Phase-Locked Loop in White Gaussian Noise”(IEEE Transaction on Communication, COM-20, No2, pp.94, 1972)にて報告されている。図中において、チップ速度の整数倍の自走クロック100がパルス挿入/間引き回路101において、タイミング制御信号によってタイミングが制御される。タイミングを早める時には、クロック信号に対しパルスを挿入する。デジタル回路は例えばパルスの立ち上がりにより動作するので、パルスが挿入されれば相対的にタイミングが進められることになる。逆にタイミングを遅らせる時には、クロック信号のクロックパルスを間引く。自走クロック100がチップ速度のn倍であれば、1パルスの挿入/間引きによって制御されるタイミングは[1/n]チップ間隔となる。

【0043】図30においても、図29に比べ回路規模は縮小されるものの、パルスの挿入動作は自走クロック以上の速度で実現する必要がある。従って、低消費電力の観点から、同期追尾特性を劣化させることなく動作速度を低減させることがデジタル同期追尾部の課題である。

【0044】ところで、移動通信ではマルチパスフェージングの影響を受ける。その結果、受信信号は、搬送波位相、振幅が独立に変化する異なるタイミングの複数の受信パス信号として受信される。SS信号は拡散符号による時間相関特性を利用しているため、受信パス信号の到来時間差が1チップ以上あれば、分離識別して受信することが可能である。さらに、分離識別した受信パス信号を合成することにより受信特性の改善を図ることが可能である。このような受信方式はRAKE受信と呼ばれる。

【0045】図31は米国特許5,490,165号によって開示された従来のRAKE受信機の構成である。図31のRAKE受信機は、周辺基地局からの送信信号の検索並びに時間的に変動する受信マルチパス信号の受信状態(タイミング、信号電力)を検索するサーチャー部(SEARCHER ELEMENT)105、各受信パス信号を同期追尾すると同時にシンボル復調する複数の復調部(DEMODULATION ELEMENT)106、各復調部106のシンボル復調結果を合成するシンボル合成部(SYMBOL COMBINER)107、サーチャー部105の検索結果と復調部106の同期追尾並びに復調シンボル電力とから、復調部106が復調するべき受信パス信号の割り当てを制

10

20

30

40

50

御する制御部 (CONTROLLER) 1 0 8 とから構成される。

【0 0 4 6】図 3 1 において、サーチャー部 1 0 5 が行う信号検索は、同期捕捉的な動作であり、装置構成上は、図 2 1 の構成で実現される。ただし、同期追尾、シンボル復調を行いながら、受信パス信号の検索をしている点が若干異なる。即ち、復調部 1 0 6 が同期追尾、シンボル復調している信号が全てフェージングのレベル変動により復調不能となる前に、新たな受信パス信号を検索し、復調部 1 0 6 に再割り当てをして、完全な同期はずれを起こさないようにする必要がある。

【0 0 4 7】従って、サーチャー部 1 0 5 の動作としては、短時間で、精度良く信号検索を行う必要がある。特に、復調部 1 0 6 に受信パス信号を割り当ててから、復調部 1 0 6 が短時間で動作できるようにするためには、同期引き込み時間を短時間にする必要があり、同期捕捉の時点で、高い時間精度が要求される。そのような場合、スライディング相関器の場合には、並列に準備する相関器数を多くし、ことなるタイミングで同時に相関電力を測定することも考えられるが、並列数の増大に伴って、ハードウェア規模が大きなものになってしまうという課題がある。

【0 0 4 8】図 3 2 は、図 3 1 の復調部 1 0 6 の詳細構成であり、同じ米国特許 5, 4 9 0, 1 6 5 号によって開示されている。同図において点線で囲まれた部分が相関演算部 1 1 0 である。図中、フィルタ (Filter) 1 1 0 B、1 1 0 C では同相軸受信信号、直交軸受信信号にそれぞれ含まれる無変調 (拡散変調のみの) パイロット信号を抽出し、平均化を行う。従来例は、送信側でパイロット信号に情報信号が符号多重された信号に対する RAKE 受信機構成であり、無変調パイロット信号と情報信号は直交符号 (Walsh Function) により符号多重化されている。即ち、情報信号はパイロット信号と互いに直交する符号により多重化されているため、パイロット信号は、QPSK 逆拡散器 1 1 0 A の出力をそれぞれ直交符号発生器 (Walsh Function Generator) 1 1 1 の出力と乗算器 1 1 0 D、1 1 0 E 及びアキュムレータ (Accumulator) 1 1 0 F、1 1 0 G を通じて積分するのみで情報信号と分離され、チャネル推定ができる。最大比合成で RAKE 受信を実現するために、重み付け位相補償部 (Data Scale Phase Rotation) 1 1 2 では、搬送波の位相差と受信信号振幅も推定し、位相補償と同時に推定振幅による重み付けも行い、重み付けされた同期検波シンボルを出力する。そして、シンボル格納レジスタ (FIFO) 1 1 3 に入力され、他の受信パス信号と同一タイミングでシンボル合成部 1 0 7 (図 3 1) へ出力されるようにタイミング調整される。

【0 0 4 9】定量的に説明すれば、今 3 つの受信パス信号数が受信タイミングの早い順に受信振幅が ρ_0 、 ρ_1 、 ρ_2 、搬送波位相が ϕ_0 、 ϕ_1 、 ϕ_2 、1 番早い受信タイミングからの遅延時間が 0、 t_1 、 t_2 とすれ

ば、ベースバンド受信信号 MRx は、次式

$$MRx = \rho_0 \cdot d(t) \cdot \exp(j\phi_0) + \rho_1 \cdot d(t+t_1) \cdot \exp(j\phi_1) + \rho_2 \cdot d(t+t_2) \cdot \exp(j\phi_2)$$

で記述される。位相補償と重み付けが行われた各復調部 1 0 6 (図 3 1) の出力はそれぞれ、 $\rho_0^2 \cdot d(t)$ 、 $\rho_1^2 \cdot d(t+t_1)$ 、 $\rho_2^2 \cdot d(t+t_2)$ となる。そしてシンボル格納レジスタ 1 1 3 の格納時間をそれぞれ τ_0 、 $\tau_0 - t_1$ 、 $\tau_0 - t_2$ と設定すれば ($\tau_0 \geq t_2$)、各復調部 1 0 6 の出力はそれぞれ $\rho_0^2 \cdot d(t+\tau_0)$ 、 $\rho_1^2 \cdot d(t+\tau_0)$ 、 $\rho_2^2 \cdot d(t+\tau_0)$ となるので、これらをシンボル合成部 1 0 7 (図 3 1) で合成することにより電力 (ρ^2) で重み付けされたシンボルが合成される。

【0 0 5 0】なお、図 3 2 における同期追尾部についても DLL 構成となっている。即ち、パイロット PN 符号発生器 (Pilot PN Generator) 1 1 4 より与えられる拡散符号をタイミング調整手段 (Time Skew) 1 1 5 によって、誤差信号が得られるようにタイミング調整した後、QPSK 逆拡散器 1 1 6 A と積分器 1 1 6 B である相関器 1 1 6 にて相関演算を行い、選られた結果から誤差信号を生成し、タイミング制御部 (Time Tracking) 1 1 7 において、誤差信号を平均化して雑音の影響を軽減した後、復調タイミングが最適タイミングとなるように追尾する。

【0 0 5 1】図 2 9 ないし図 3 0 と同様に所定のタイミング精度を得るためには、タイミング制御部 1 1 7 をチップ速度を上回る速度で高速に動作させなければならず、精度を劣化させることなく動作速度を下げて低消費電力化を図る課題がある。更に、図 3 1 の RAKE 受信機においては高速動作が必要なタイミング制御部 1 1 7 を含む復調部 1 0 6 が複数あるため、低消費電力化は RAKE 受信機において特に大きな課題となる。また、図 3 2 においては、シンボル合成部を行うタイミング調整手段 1 1 3 が FIFO で構成されており、高速になればなるほど FIFO の規模、消費電力も大きくなるといった課題が存在する。

【0 0 5 2】図 3 3 はデジタルマッチドフィルタを用いた場合のマルチパスフェージング環境下における RAKE 受信部の構成を示している。これは、G. L. TURIN が "Introduction to Spread-Spectrum Antimultipath Techniques and Their Application to Urban Digital Radio" (PROCEEDING OF THE IEEE, Vol. 68, No. 3, March, 1980) にて報告した構成である。同期検波された相関器出力信号が遅延回路 (Delay Line) 1 1 8 に入力され、マルチパス受信信号の合成タイミングが一致するようにタイミング調整される。そして、マルチパス受信信号の受信振幅に対応する重みを付けた後、加算部 (Summing Bus) 1 1 9 にて加算される。受信マルチパス信号が検出されないタイミングに対応する重みは 0 とし不要な雑音の混入を防ぐことが可能である。図 3 3 の例では、RAKE 受信部への入力信号が同期検波信号となつ

ているが、搬送波位相差が残った相関演算出力を入力し、重み付けの部分で、位相補償も同時に行う構成も可能である。重み付け、位相補償のための受信振幅 ρ 、搬送波位相 ϕ の推定は図 2 6、あるいは図 3 2 等の方法で行うことが可能である。

【0053】このようにディジタルマッチドフィルタを使用した場合には、相関値または相関電力はディジタルマッチドフィルタへの入力サンプル間隔（即ちチップ速度以上）毎に与えられるため、同期捕捉、同期追尾は比較的容易であるが、等間隔の時間差による相関値しか検出できない。タイミング精度を上げようとする場合、単純には図 2 3 の構成を対応部分に同一符号、類似部分の英文字を代えて示す図 3 4 の構成に拡張することが考えられる。しかしながら、高精度化に伴う回路規模、消費電力の増加量も非常に大きく実現が困難となる。従って入力サンプル速度は自ずと制限されてしまい、高いタイミング精度を得ることは困難である。その結果、タイミング誤差によって信号電力が低下してしまうという課題が残されている。

【0054】上記課題に対して図 3 5 に示す構成が報告されている。この構成は特開平 7-95125 号公報に示された構成であり、 n 個のディジタルマッチドフィルタ 1 2 1 を並列に低速度で動作させることにより、低消費電力化を図っている。これはスライディング相関器を並列に動作させる構成と類似した構成で、動作速度は並列数分だけ低減することができる。同図において、チップクロックと同一で互いに位相の異なるクロック 1 2 2 で動作するディジタルマッチドフィルタ 1 2 1 を複数準備し、それぞれの相関値又は相関電力をマルチプレクサ 1 2 3 を介することにより連続的に出力し、ディジタルマッチドフィルタ 1 2 1 の動作速度はチップ速度のまま、高いタイミング精度を得る構成である。

【0055】しかしながら、ディジタルマッチドフィルタ 1 2 1 の並列化によるハード規模の増大量は相当大きく、また、最高動作速度が低く押さえられたものの、並列化による消費電力量も増大することから、ハードウェア規模、消費電力が共に大きくなるという課題が依然として残っている。

【0056】この発明は以上の課題を解決するためになされたものであり、シンボル（あるいはデータ）復調特性、同期捕捉特性、同期追尾特性を損なうことなく小型化、低消費電力化が可能なスペクトル拡散信号受信方法及びスペクトル拡散信号受信装置を提供することを目的としている。

【0057】

【課題を解決するための手段】かかる課題を解決するために本発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散信号のベース

バンド成分と拡散符号との相関演算を行う際に、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、当該第 1 のステップにおける拡散符号とベースバンド成分とのタイミング関係が拡散符号間隔の $1/2$ だけ異なるタイミングで相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、第 1、第 2 のステップ結果を用いて、タイミング関係が $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算結果を推定する推定ステップとを有するものである。

10 【0058】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、上述に加えて、第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号を復調する復調ステップを有するものである。

【0059】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、上述に加えて、第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号の同期捕捉を行う同期捕捉ステップを有するものである。

【0060】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、上述に加えて、第 1 及び第 2 の相関演算ステップ、推定ステップの結果得られる 2 つの相関演算結果と、拡散符号間隔の $1/2$ 以下のタイミング点における相関演算の推定結果とを用いてスペクトル拡散信号の同期追尾を行う同期追尾ステップを有するものである。

【0061】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、第 1 の相関演算結果と第 2 の相関演算結果を加算し、2 つのタイミングの中央点の相関演算結果を推定する推定ステップと、第 1 の相関演算結果及び第 2 の相関演算結果に所定の重みをそれぞれかける第 1 及び第 2 の重み付けステップと、推定ステップ、第 1 及び第 2 の重み付けステップの演算結果より相関タイミングの高精度化を図る高精度化ステップとを有するものである。

【0062】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 1 の相関演算ステップと、拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第 2 の相関演算ステップと、第 1 の相関演算結果と第 2 の

相関演算結果を加算し、2つのタイミングの中央点の相関演算結果を推定する推定ステップと、第1の相関演算結果及び第2の相関演算結果に所定の重みをそれぞれかける第1及び第2の重み付けステップと、推定ステップ、第1及び第2の重み付けステップの演算結果より、最適タイミングの相関演算結果又は推定結果を選択する最適タイミング選択ステップとを有するものである。

【0063】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に仮定した拡散符号との相関演算を行って同期捕捉する際に、拡散符号とベースバンド成分との第1の相関演算を行う第1の相関演算ステップと、拡散符号を符号間隔の $1/2$ だけオフセットさせた拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第2の相関演算ステップと、第1及び第2の相関演算結果よりそれぞれの相関電力を求める第1及び第2の電力算出ステップと、第1及び第2の電力算出結果に対し平均化操作を行い、それぞれの平均相関電力を求める第1及び第2の平均相関電力算出ステップと、第1及び第2の平均相関電力算出結果を加算することにより、2つのタイミングの中央点の平均相関電力を推定する平均電力推定ステップと、第1及び第2の平均相関電力算出ステップの算出結果に対し、それぞれ所定の重み付けを行う第1及び第2の重み付けステップと、平均電力推定ステップの算出結果と、第1及び第2の重み付けステップの算出結果を用いて同期捕捉検定を行う同期捕捉検定ステップとを有するものである。

【0064】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信方法は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信方法において、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に仮定した拡散符号との相関演算を行って同期追尾を行う際に、拡散符号を符号間隔のそれぞれ $1/2$ 倍、1倍、 $3/2$ 倍だけそれぞれシフトする第1～第3の符号間隔シフトステップと、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う相関演算ステップと、第1～第3の符号間隔シフトステップによりそれぞれ得らる拡散符号とベースバンド成分との相関演算をそれぞれ行う第1～第3のシフト相関演算ステップと、相関演算ステップ、第1～第3のシフト相関演算ステップの相関演算結果より、それぞれ相関電力を求める第1～第4の相関電力算出ステップと、第1～第4の相関電力算出ステップによって得られる相関電力に対して、それぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める第1～第4の平均相関電力算出ステップと、第1、第2の平均相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第1の推定平均電力算出ステップと、第2、第3の平均

相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第2の推定平均電力算出ステップと、第3、第4の平均相関電力算出ステップの演算結果を加算することにより、両者の中間タイミングの平均相関電力を推定する第3の推定平均電力算出ステップと、第1～第4の平均相関電力ステップの演算結果と第1～第3の推定平均相関電力算出ステップの演算結果を用いて同期追尾を行う同期追尾ステップとを有するものである。

10 【0065】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、拡散符号発生手段で発生された拡散符号を遅延させ遅延拡散符号を出力する遅延手段と、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第1の相関演算手段と、遅延拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第2の相関演算手段と、第1、第2の相関演算手段の出力タイミングを調整するタイミング調整手段と、出力タイミングが調整された第1、第2の相関演算結果から両者のタイミング中央点の相関演算結果を求めるタイミング高精度化手段と、タイミングが高精度化された相関値より指定される相関値を出力する選択手段とを備えるものである。

20 【0066】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、拡散符号発生手段で発生された拡散符号を遅延させ遅延拡散符号を出力する遅延手段と、拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第1の相関演算手段と、遅延拡散符号とベースバンド成分との相関演算を行う第2の相関演算手段と、第1、第2の相関演算結果より相関電力をそれぞれ求める2乗和手段と、2つの相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を求める平均化手段と、2つの平均相関電力から両者のタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、タイミング高精度化手段の出力とスレシホールドレベルを比較しながら同期捕捉検定を行う制御部とを備えるものである。

40 【0067】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、チップ速度の2倍で入力されるベースバンド成分をチップ速度と同速度の2つのパラレル信号に変換するシリアルパラレル変換手段と、シリアルパラレル変換手段の第1の出力信号を入力とし、チップ速度でベースバンド成分との相関値を出力する第1のマッチドフィルタと、シリアルパラレル変換手段の第2の出力信号を入力とし、チップ速度で

ベースバンド成分との相関値を出力する第2のマッチドフィルタと、2系統のマッチドフィルタ出力から相関電力をそれぞれ求める2乗和手段と、2系統の相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を出力する平均化手段と、2系統の平均相関電力から、タイミング中央点の平均相関電力を推定し、これらを時系列的に出力する連続的高精度化手段と、連続的高精度化手段のレベルを観測することにより受信信号のタイミングを検出し、同期捕捉を行う受信パス検出手段とを備えるものである。

【0068】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号の受信装置において、拡散信号を発生する拡散符号発生手段と、拡散符号発生手段で発生された拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、ベースバンド成分と拡散符号及び複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、相関演算手段の演算結果よりそれぞれ相関電力を求める複数の2乗和手段と、相関電力に対してそれぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める複数の平均化手段と、複数の平均電力が得られるタイミングを調整するタイミング調整手段と、タイミングが調整された複数の平均相関電力を用いて、相関電力が得られたタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、高精度化された平均相関電力よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算推定値の中から、最大の相関演算結果を選択出力するタイミング高精度化手段とを備えるものである。

【0069】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置において、タイミング制御手段は、複数の平均相関電力及び複数の推定平均相関電力の中から最大の相関電力を追尾する制御を行なうものである。

【0070】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置において、タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から、誤差信号を生成するための2つの相関電力を選択してディレイロックループ制御を行なうことを特徴とするものである。

【0071】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、パイロット拡散符号を発生するパイロット拡散符号発生手段と、パイロット拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、ベースバンド成分と拡散符号及び複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、相関

演算手段の演算結果よりそれぞれ相関電力を求める複数の2乗和手段と、相関電力に対してそれぞれ平均化操作を行い平均相関電力を求める複数の平均化手段と、複数の平均電力が得られるタイミング調整するタイミング調整手段と、タイミング調整された複数の平均相関電力を用いて、相関電力が得られたタイミング中央点の平均相関電力を推定するタイミング高精度化手段と、高精度化された平均相関電力よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算推定値の中から、最大の相関演算結果を選択出力するタイミング高精度化手段と、タイミング高精度化手段出力を用いてチャネル推定、位相補償を行なう同期検波手段とを備えるものである。

【0072】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、拡散符号を発生する拡散符号発生手段と、拡散符号を複数段階に遅延させる遅延手段と、ベースバンド成分と拡散符号及び複数段階に遅延された拡散符号との相関演算を行う複数の相関演算手段と、複数の相関演算結果をチャネル推定に要する時間だけそれぞれ遅延させる複数の遅延手段と、チャネル推定値を用いて位相補償、重み付けをそれぞれ行なう複数の同期検波手段と、同期検波手段に対し仮判定されたデータを用いてそれぞれ逆変調を行なう複数の逆変調手段と、複数の逆変調結果に対し平均化操作を行なう平均化手段と、タイミング調整された複数の平均相関演算結果を用いて、相関演算結果が得られたタイミング中央点の平均相関演算結果を推定するタイミング高精度化手段と、高精度化された平均相関演算結果よりタイミング制御を行なうタイミング制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて拡散符号クロックを制御するクロック制御手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の相関演算結果並びに演算結果より推定したタイミング中央点の相関演算推定値の中から、最大の相関演算結果を選択出力する第2のタイミング高精度化手段と、第2のタイミング高精度化手段より与えられる相関演算結果を用いてチャネル推定を行なうチャネル推定手段と、タイミング制御手段の制御結果に応じて、複数の同期検波結果並びに同期検波結果より推定したタイミング中央点の同期検波推定値の中から、最大の同期検波レベルが得られる同期検波結果を選択出力する第3のタイミング高精度化手段とを備えるものである。

【0073】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置において、タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から最大の相関電力を追尾する制御を行うものである。

【0074】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置において、タイミング制御手段は、複数の平均相関電力並びに複数の推定平均相関電力の中から、誤差信号を生成するための2つの相関電力を選択してディレイロック制御を行うものである。

【0075】また次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置は、スペクトル拡散受信信号のベースバンド成分に対し、拡散符号との相関演算を行い受信信号を復調するスペクトル拡散信号受信装置において、チップ速度の2倍で入力されるベースバンド成分をチップ速度と同速度の2つのパラレル信号に変換するシリアルパラレル変換手段と、シリアルパラレル変換手段の第1の出力信号を入力とし、チップ速度でベースバンド成分との相関値を出力する第1のマッチドフィルタと、シリアルパラレル変換手段の第2の出力信号を入力とし、チップ速度でベースバンド成分との相関値を出力する第2のマッチドフィルタと、2系統のマッチドフィルタ出力から相関電力をそれぞれ求める2乗手段と、2系統の相関電力をそれぞれ平均化して平均相関電力を出力する平均化手段と、2系統の平均相関電力から、タイミング中央点の平均相関電力を推定し、これらを時系列的に出力する連続的高精度化手段と、2系統のマッチドフィルタ出力を位相補償する位相補償手段と、2系統の位相補償された同期検波信号からタイミング中央点の同期検波信号も推定し、これら時系列的に出力する第2の連続的高精度化手段と、第1の連続的高精度化手段出力の平均相関電力による重みを第2の連続的高精度化手段出力に乘積して合成するRAKE合成手段とを備えるものである。

【0076】さらに次の発明に係るスペクトル拡散信号受信装置において、高精度化手段における重みは受信チップ形状より計算して定めるものである。

【0077】

【発明の実施の形態】以下図面を参照しながら、この発明の実施の形態について説明する。

【0078】実施の形態1. 図1はこの発明により高いタイミング精度が得られる原理を説明するための図である。図中の曲線はSS信号の相関値または相関電力特性を示している。以下の説明は、相関値でも相関電力でも適用されるものであるが、相関値の場合として説明する。またサンプルは2倍オーバーサンプルの場合について説明する。なお、2倍オーバーサンプルとは、チップ速度の2倍でサンプルされることを意味する。図中矢印 S_{-1} 、 S_0 、 S_1 、 S_2 はそれぞれのサンプルタイミングで得られたサンプル値に対して行った相関演算結果を示している。また、 A_{-2} 、 A_{-1} 、 A_0 、 A_1 は、図23、図34等でのデジタルマッチドフィルタで説明した相関値に対応し、隣接するサンプルタイミングから得られた相関値を加算することにより得られるサンプルタイミングの中央点に対応する相関値である。

【0079】図1(a)は S_0 が最適なサンプルタイミ

ングで最大の相関値が得られることを示している。図1(b)は最適なサンプルタイミングが S_0 と S_1 の中間に存在するため、いずれの相関値を選択しても、最大値よりも低いレベルの相関値しか得られないことを示している。一方図1(c)は、図23の構成で得られる最適な相関値が A_{-1} と A_0 の中間に存在する為、 A_{-1} 、 A_0 のいずれを選択しても最大値よりも低いレベルの相関値しか得られていないことを示す。図1(d)は A_0 が最適な相関値として得られることを示している。

10 【0080】ここで、図1(a)と図1(c)、図1(b)と図1(d)を比べると、通常の相関値で最適タイミングの状態(a)は、隣接する相関値を加算して得られる相関値の最悪タイミングの状態(c)であり、逆に、隣接する相関値を加算して得られる相関値の最適タイミングの状態(d)は、通常の相関値の最悪タイミング(b)の状態であることがわかる。これは、両者が互いに補間できる関係にあることを示唆している。即ち、2倍のオーバーサンプリングで得られた相関値を基本とし、必要に応じて隣接サンプル間の加算値から、サンプルタイミング間の中央点タイミングの相関値を推定することにより、擬似的に4倍オーバーサンプルの時間精度に対応する相関値が得られる。

20 【0081】この発明では、上記の原理を用いて、少ない演算量で時間的に高精度な復調精度、同期追尾精度、同期捕捉精度を実現するものである。但し、図1(b)の S_0 と図1(c)の A_{-1} は同一のタイミング相当の相関値であるが、値そのものは異なるため、これを補正する係数が必要となる。補正係数は波形整形フィルタの形状に依存する。また、相関値を扱う場合と、相関電力を扱う場合は補正係数も振幅に対する係数と電力に対する係数とに個別に設定する必要がある。相関値(振幅)に関する補正係数は、平均誤り率が最小になるように、あるいはタイミング誤差が最小になるように、実験又は計算機シミュレーション等から決めても良いが、例えば、以下に示すように、相関値特性に対応させて決定することもできる。

30 【0082】即ち、時間差 t における平均相関値である、チップインパルス応答(送受波形整形フィルタの合成インパルス応答)を $h(t)$ とすれば、サンプル中央点 $g(t)$ は、次式のように、隣接サンプルの相関値を加算することによって得られる。

$$g(t) = h(t - T_c/4) + h(t + T_c/4)$$

40 これは中央点のサンプルに対する相関値は、中央点に対して $T_c/4$ 前、 $T_c/4$ 後のサンプルによる相関値から得られるためである。図1からわかるように、 S_0 に関するタイミング誤差が $T_c/8$ 以下であれば相関値そのものを用い、 $T_c/8 \sim T_c/4$ であれば、相関値の加算を用いるのがタイミング誤差と相関値の関係から妥当であることがわかる。即ち相関値に対する補正係数 G_A は、

$$G_A \times h(T_c/8) = g(T_c/8)$$

となるように設定すれば良い。相関電力に対する補正係数 G_P も同様に、

$$G_P \times h^2(T_c/8) = g^2(T_c/8)$$

となるように設定すれば良い。チップインパルス応答が左右対称で、タイミング誤差に応じてなだらかに減少する形状であれば、上記 G_A 、 G_P を用いることにより、4倍オーバーサンプルの時のタイミング精度と同等な効果を実現することができる。

【0083】実施の形態2。図2はこの発明のスライディング相関器によるシンボル復調部の実施の形態であり、図17に対応する。図中点線で囲まれた部分201、202がスライディング相関器であり、一点鎖線で囲まれた部分がタイミング高精度化手段207、2点鎖線で囲まれた部分が高精度化手段212である。拡散符号発生器(PN Generator)204を駆動するクロック(Chip-rate Clock)203は2倍のチップレート自走クロックを入力とし、タイミング制御信号(Control)により、1/2チップ単位で拡散符号発生器204のタイミングを制御する。出力拡散符号は2分され、一方は直接ベースバンド受信信号との相関演算がスライディング相関器201で行われ、もう一方は遅延回路205で、[1/2]チップ間隔([1/2] T_c)遅延された後、スライディング相関器202でベースバンド受信信号との相関演算が行われる。

【0084】相関演算は拡散符号に同期した形で行われるため、スライディング相関器202の相関演算の積分開始/終了時間は、スライディング相関器201の相関演算の積分開始/終了時間に対し[1/2] T_c 遅れる。その遅延を吸収するため上の相関値は遅延回路206で[1/2] T_c だけ遅延された後、高精度化手段230に入力される。なお、スライディング相関器201、202はチップ単位で動作し、相互のタイミングは[1/2]チップ分シフトしている。従って、ベースバンド受信信号をシリアルパラレル変換(パラレル数は2)を行い、一方の出力をスライディング相関器201に他方の出力をスライディング相関器202に入力する構成も可能である。その場合、遅延回路205、206は省略される。この変形の方法は以下の実施の形態で説明するスライディング相関器を用いた全ての構成に適用される。

【0085】高精度化手段212では、タイミング精度が2倍の相関値から4倍精度の相関値に高精度化する。高精度化の手法は、まず、タイミング高精度化手段207において、得られた相関値はそれぞれ振幅に関する補正係数 G_A に応じて増幅器209、210で増幅され、タイミング中央点の相関値は、加算器211で、両入力相関値を加算して得られる。そして、セレクト208においてセレクト信号に従って3つの相関値から1つが選択され出力される。セレクト信号は、後述する同期追尾部で判定された最適タイミングに対応する信号である。

このような構成によって、最高速度が2倍のチップクロックで、制御単位も[1/2] T_c にもかかわらず、4倍オーバーサンプル精度の相関値を得ることができるため、タイミング精度を損なうことなく、低消費電力化が可能となる。図2の構成は図17の構成と比較して相関器数が増大しているが、これらの相関器は同期追尾部においても共有して使用されるため、同期追尾部も考慮に入れば、ハードウェア規模の大幅な増大にはならない。

【0086】図3は図2の高精度化手段212の他の実施の形態である。図中一点鎖線で囲まれた部分Aが高精度化手段212に対応する。図2の実施の形態では、得られた2つの相関値より中央タイミングの相関値も計算し、最後にセレクト208で相関値を1つ選択する構成であったが、実際に必要な相関値は1つのみであるため、処理の冗長性が存在する。演算機能的には、単一相関値の増幅か両相関値の加算であるので、セレクト信号をデコーダ213にてデコードを行い、増幅か、加算かを選択する機能選択(Function Select)と、増幅の場合、図2の相関器201と相関器202のどちらの相関演算結果を増幅するかを選択するサンプル選択(Sample Select)信号とに分解する。セレクト1(214)、セレクト3(215)では演算機能の入出力の選択を行い、セレクト2(216)で増幅の場合の相関値選択を行う。

【0087】なお、デコーダ213の機能、セレクト214、215、216の回路構成はともに単純であり、セレクト1(214)、セレクト3(215)も連動するため、非常に単純な構成で回路規模の縮小化と冗長演算省略による低消費電力化が実現される。なお、高精度化手段212、212Aにおいて、高精度化の対称が相関値(振幅)ではなく、相関電力の時は、補正係数 G_A が G_P に変更される。

【0088】実施の形態3。図4はこの発明に係るデジタルマッチドフィルタによるシンボル復調部の一実施の形態であり、例えば図35に対応する。図35において、例えばデジタルマッチドフィルタDMFの数を4とした場合、4倍のオーバーサンプリングで入力された受信信号をタイミング位相の異なるクロックで4つのDMFに入力し、各DMFではチップ速度で動作するが、図4では、2倍のオーバーサンプリングで入力された信号に対し[1/2] T_c タイミングのシフトした2つのDMF222A、222Bをそれぞれチップ速度で動作させる点

が異なる。【0089】即ち、A/D変換器220は2倍のチップ速度でベースバンド受信信号をデジタル信号に変換し、シリアルパラレル変換器221によってチップレート速度で位相が[1/2]チップずれた2つのサンプルに分けられ、それぞれDMF222A、222Bに入力され、それぞれチップ毎に相関値を1つ出力する。このう

ちデータタイミング近傍に相当するサンプルタイミングの相関値のみがサンプル 2 2 3 A、2 2 3 B で抽出される。サンプル 2 2 3 A、2 2 3 B の出力は高精度化手段 2 1 2 または 2 1 2 A に入力され、セレクト信号によって 4 倍オーバーサンプルのタイミング精度に高精度化された相関値が選択出力される。ここでも振幅に対して高精度化を行うため、補正係数は G_A である。これにより、最高速度が 2 倍オーバーサンプルで、チップ速度動作の DMF 2 系統により 4 倍オーバーサンプリング精度の相関値を得ることができ、図 3 5 に比べ回路規模、消費電力ともに大幅に削減可能となる。また、図 2 3 の構成と比べても回路規模は同等であるが、DMF の動作速度は半分（チップ速度）であり、タイミング精度も図 2 3 の 2 倍に比べ 4 倍という高精度タイミングの受信相関値を得ることができる効果がある。

【0090】実施の形態 4. 図 5 はこの発明に係るスライディング相関器を用いた同期捕捉部あるいはサーチ部の一実施の形態であり、図 2 1 あるいは図 3 1 のサーチ部に対応し、対応部分に同一符号を付している。図 2 1 はスライディング相関器が 1 系統の場合を示しているが、本実施の形態では 2 系統の場合を示している。従って回路規模、性能条件をそろえるため、図 2 1 において相関器が 2 系統ある場合と比較を行い、この発明で得られる効果について説明する。

【0091】図 5 において、逆拡散器 (Despreader) 4 1 A、デジタル積分器 (Coherent Accumulators) 4 1 B、4 1 C、2 乗和器 4 5、平均化手段 (Non-Coherent Accumulators) 4 6 は図 2 1 と同様な動作である。また、図 2 1 の動作で説明したように、2 系統の相関器を用いて捕捉時間の短縮、捕捉性能の向上を図るためには、系統間のタイミング差は $[1/2]T_c$ が望ましく、図 5 についてもそのような場合について示している。

【0092】図 2 1 で相関器を 2 系統有する場合の動作との相違は、図 5 が、タイミング高精度化手段 2 0 7 により、4 倍オーバーサンプル精度で平均相関電力を得て、スレシホールドレベルと比較する点にある。即ち、平均化された相関電力に対しタイミングが速い系統に対し、 $[1/2]T_c$ 時間の遅延回路 2 2 5 を設け、タイミングが遅い系統と平均相関電力が得られるタイミングを調整する。次に、タイミング高精度化手段 2 0 7 により、4 倍オーバーサンプル精度での相関値を出力し、得られた平均相関値出力とスレシホールドレベルを比較器 2 2 6 で比較しながら捕捉検定を行う。タイミング高精度化手段 2 0 7 は図 1 と同一構成であるが、図 5 では相関電力を取り扱っているため、補正係数が電力に対応する G_P となっている。

【0093】このような構成により、2 倍オーバーサンプルのタイミング精度に相当する相関器構成でも 4 倍オーバーサンプルの高タイミング精度で同期捕捉検定が行

えるため、タイミング誤差による S/N 劣化の影響が小さく、捕捉性能が向上できる。タイミング高精度化手段 2 0 7 は 2 倍オーバーサンプルで得られた平均相関電力に対して処理されるため、最初から 4 倍オーバーサンプルの精度で、相関電力を求め平均化するより演算量は格段的に少なくすむ。また、同期捕捉タイミングも高精度で行えるため、同期追尾動作に移った際の同期追尾部の初期引き込み時間を短くすることができ、同期追尾性能も向上させることができる。特に、受信信号レベルが頻繁に変化するマルチパスフェージング環境下では、R A K E 受信のための信号検索手段として、信号検索性能の向上、引き込み時間の短縮化は同期保持を保つ（同期はずれ確率を低くする）のに大変有効である。

【0094】なお、図 5 の実施の形態では図 2 1 の相関器を 2 系統として説明したが、逆に図 5 の相関器が 1 系統として図 2 1 と比較した場合でも同様の効果が期待できる。それは、相関器が 1 系統の場合は同期捕捉検定を行う際に仮定するタイミングを $[1/2]T_c$ で変化させていくが、図 5 でも同様の間隔で変化させ、それぞれの平均相関電力が得られた段階で、隣接する平均相関電力から、タイミング高精度化手段により中央タイミングの平均相関電力を推定することが可能であるからである。

【0095】実施の形態 5. 図 6 はこの発明に係る DMF を用いた同期捕捉部あるいはサーチ部の一実施の形態であり、図 2 2 に対応し、対応部分に同一符号を付して示す。図 2 2 では図 2 3 で示される 2 倍オーバーサンプルで入力される受信信号に対して、同一符号が 2 度連続する拡散符号と相関をとり、2 倍オーバーサンプルで相関値を出力する DMF を 1 系統用いて、実効的に隣接する相関電力の加算結果で同期捕捉の検出を行っている。一方、この発明においては直接得られる相関電力とこれを用いて隣接サンプル間の中央点の相関電力を推定するために、2 倍オーバーサンプルでサンプルされた信号をシリアルパラレル変換手段により、タイミングが互いに $[1/2]T_c$ チップシフトした、チップ速度の受信サンプルを処理する 2 系統の DMF 構成を基本とする。

【0096】図 6 において、準同期検波された同相軸受信信号と直交軸受信信号は 2 倍オーバーサンプリング速度でシリアルパラレル変換器 2 3 0 A、2 3 0 B に入力され、チップ速度で互いに $[1/2]T_c$ ずれた信号に 2 分される。偶数番目のサンプルは相関器 2 3 1 A、2 3 1 B にてチップ速度で相関演算が行われた後、2 乗器 5 0 A、5 0 B、加算器 5 1 を介してチップ毎に相関電力を出力する。同様に奇数番目のサンプルは相関器 2 3 1 C、2 3 1 D を介して、チップ毎に相関電力を出力する。それぞれの相関電力は巡回加算による平均化部 5 2 にて平均化操作が行われ、チップ間隔毎の平均相関電力がフレームメモリ 5 2 B 内に格納され、連続的高精度化手段 2 3 2 により、平均相関電力が 2 倍オーバーサンプル精度に戻された後、増幅もしくは加算操作によって 4 倍

オーバーサンプルのタイミング精度の平均相関電力を出力し、受信パス検出部 2 3 4 にて受信パス検出が行われ、制御部 (C P U) に結果が報告される。なお、連続的高精度化手段 2 3 2 は相関電力を取り扱うため、補正係数は G_p となる。

【0 0 9 7】図 7 は図 6 における連続的高精度化手段 2 3 2 の詳細構成を示している。平均化部 5 2 からはそれぞれチップ間隔毎に平均相関電力がそれぞれ入力される。従って、スイッチ 2 3 2 A を 2 倍のチップ速度で交互に切り替えることにより 2 つの平均化部 5 2 の出力を交互に入力することができ、スイッチ出力では 2 倍オーバーサンプルのタイミング精度で平均相関電力が得られる。このままであれば、図 2 2 で得られる性能と本質的な差異はないが、遅延回路 2 3 2 B 以降の構成により 4 倍オーバーサンプルの精度で平均相関電力が連続的に出力される。

【0 0 9 8】即ち、遅延回路 2 3 2 B、2 3 2 C を介して増幅器 2 3 2 D と加算器 2 3 2 C が図 7 のように接続されるため、増幅器 2 3 2 D は常に遅延回路 2 3 2 C の出力 (平均相関電力) を増幅し、パラレルシリアル変換器 2 3 2 F に増幅結果を出力する。それと同時に加算器 2 3 2 E は常に遅延回路 2 3 2 B の出力 (平均相関電力) と遅延回路 2 3 2 C の出力 (平均相関電力) とを加算し、加算結果をシリアルパラレル変換器 2 3 2 F に出力する。シリアルパラレル変換器 2 3 2 F は入力された増幅結果と加算結果を、4 倍のチップクロックで交互に出力すれば、増幅された平均相関電力と加算により推定された中央点の平均相関電力が時間的に連続して出力されるので、4 倍オーバーサンプルのタイミング精度で平均相関電力が出力されることになる。

【0 0 9 9】ここで、高精度化の処理は平均相関電力に対してなされるため、最初から 4 倍精度で平均相関電力を得る構成よりも演算量は格段に小さい。また、4 倍精度化された後の処理も、平均化部が出力する割合、即ち巡回積分回数に 1 度の処理で良いため、演算量、速度ともに僅かとなる。従って処理量の増大分は図 6 の全体構成からみれば僅かとなる。

【0 1 0 0】以上により図 6 の構成によって、演算量、ハードウェア規模は 2 倍オーバーサンプルの精度とほぼ同一のままで、4 倍オーバーサンプルのタイミング精度で同期捕捉を行うことができる効果が得られる。その場合、図 5 のスライディング相関器による同期捕捉部の実施の形態と同様に、タイミング精度の向上による同期捕捉性能の向上、並びに同期捕捉から同期追尾への移行にともなう、引き込み時間の短縮などにより同期はずれ確率を低減させる効果もある。

【0 1 0 1】実施の形態 6. 図 8、図 9 はこの発明に係るスライディング相関器を用いた同期追尾部とシンボル復調部の一実施の形態を示している。両図とも B P S K 情報シンボルを B P S K によって拡散変調された信号に

対してシンボル復調並びに同期追尾を行う場合について説明する。図 2 に係るシンボル復調部では高精度化を実現するために本来一系統でよい相関器を 2 系統必要とした。しかしながら、冗長な系統は同期追尾部と共用可能であることも説明した。図 8、図 9 においては同期追尾部との共用化が可能であることの説明と、同期追尾部においても 2 倍オーバーサンプルの精度の相関値から 4 倍オーバーサンプルの精度の同期追尾特性を実現できることを説明する。

10 【0 1 0 2】図 8 において準同期検波されたベースバンド受信信号は波形整形フィルタ (L P F) 2 3 5 によって波形整形され、チップクロック (f_c) の 2 倍の速度の自走クロックによってサンプラ 2 3 6 においてサンプリングされる。サンプリングされた受信信号は 4 分割され複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D に入力される。複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D とは、図 8 が対象とする信号の場合、同相軸受信信号と直交軸受信信号に対して同一の拡散符号をそれぞれ乗積しシンボル間隔にわたって積分する相関器を指す。複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D には同時に拡散符号発生器 2 3 8 より発生された拡散符号も入力される。ただし、それぞれの拡散符号は異なる遅延時間だけ遅延回路 2 3 9 A ~ 2 3 9 C で遅延され、遅延時間の少ない順に複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D の順に入力される。遅延時間はそれぞれ $[1/2] T_c$ の遅延時間を有する。4 つの複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D の出力はそれぞれ 2 乗和手段 2 4 0 A ~ 2 4 0 D により 2 乗和され相関電力となり、平均化手段 2 4 1 A ~ 2 4 1 D にて平均化され雑音の影響が軽減される。

30 【0 1 0 3】更に複素相関器 2 3 7 A ~ 2 3 7 D の積分タイミングは入力される拡散符号に依存するため、これらの時間差を吸収するための遅延回路 2 4 2 A ~ 2 4 2 C により、タイミング高精度化手段 2 0 7 A への 4 系統の平均相関電力の入力タイミングをそろえた後、タイミング高精度化手段 2 4 3 において、2 倍オーバーサンプルの時間精度から 4 倍オーバーサンプルの時間精度に対応した相関値を出力する。タイミング高精度化手段 2 0 7 A の構成は図 1 のタイミング高精度化手段 2 0 7 と同様な構成であるが、入出力数が異なる。また、ここでは相関電力を取り扱うため補正係数も電力に対応した G_p が使用される。

40 【0 1 0 4】タイミング高精度化手段 2 0 7 A の出力はタイミング制御手段 2 4 3 に入力されタイミング制御が行われる。このタイミング制御方法は、同期捕捉時、制御部より与えられる同期捕捉タイミングにより、遅延回路 2 4 2 A ~ 2 4 2 C のいずれかのタイミング 0、 $1/2 T_c$ 、 T_c 、 $3/2 T_c$ の相関値が最大となるように初期設定し、以降は最大相関値が遅延回路 2 4 2 A ~ 2 4 2 C のいずれかに含まれるようにタイミング制御する。ただし、拡散符号を駆動するクロックは 2 倍のチップ速度であるため、クロック操作的には $[1/2] T_c$ 毎

の制御のみを行い。残りの微細な制御は、シンボル復調で最大の相関値を与えるのが、高精度化手段 2 1 2 A において、増幅器出力 S1、S3、S5、S7 なのか加算出力 S2、S4、S6 なのかを切り替えることにより対処する。

【0105】一方、図 8 におけるシンボル復調部は複素相関器 2 3 7 B、2 3 7 C の出力を入力とし、複素相関器 2 3 2 B の出力を遅延させる遅延回路 2 4 4 と高精度化手段 2 1 2 A より構成される。なお、図中には示されていないが、高精度化手段 2 1 2 A の出力である相関シンボルに対し、更に位相補償を行いシンボル復調が完了する。高精度化手段 2 1 2 A の構成は図 1、図 2 の構成と同様であるが、入出力が複素信号（同相軸信号、直交軸信号）であり、各信号毎に個別に同一の操作を行う点

が異なる。この高精度化手段 2 1 2 A において、タイミング制御手段 2 4 3 によって与えられるセレクト信号に従って、高いタイミング精度の相関シンボルを選択出力する。

【0106】最大相関値が S1、S2、……、S6、S7 と推移してゆく場合について説明する。まず最大相関値が S3 から S4 に移ったときは、高精度化手段 2 1 2 A においても対応する最大相関値が複素相関器 2 3 7 B の出力から、複素相関器 2 3 7 B と 2 3 7 C の加算出力に変更するように指示する。次に最大相関値が S4 から S5 に移り変わったときも同様に、高精度化手段 2 1 2 A では複素相関器 2 3 7 C の増幅出力を選択するように指示する。さらに最大相関値が S5 から S6 に移ったときは、タイミング制御手段 2 4 3 はパルス挿入間引き回路 2 4 5 に対しパルス間引きを指示し、最大値が S4 となるようにタイミング制御する。そして高精度化手段 2 1 2 A においても、最大相関値が複素相関器 2 3 7 B と 2 3 7 C の加算出力を選択するように指示する。

【0107】このような制御を行うことにより、2 倍オーバーサンプリングのタイミング精度で動作する回路を使用しながらも 4 倍オーバーサンプリング精度の復調特性、同期追尾特性を得ることができ、低消費電力化が実現される。図 8 では実際問題として相関値 S1、S7 は制御に使用されることはないため、この部分については省略しても良い。ただし、RAKE 受信において、複数のシンボル復調部の復調タイミングが隣接するときは、同一タイミングの受信信号を複数の復調部が同時に受信することを防止するためのモニタ用として使用できる部分である。また、従来例では特に述べなかったが、上記した状況下では相関特性が左右対称ではない場合も多く、その場合に DLL 構成をとると正しい受信タイミングが得られない場合があるので、最大値を追尾するこの実施の形態の動作は安定した復調特性を与える効果がある。

【0108】図 9 は図 8 と類似した構成であり、対応部分に同一符号を付して示すが、最大値が得られるタイミングを直接追尾するのではなく、DLL による同期追尾

構成を基本としている点異なる。DLL では図 8 で指摘したような課題は存在するものの、その課題はサーチ部の信号検索結果を用いることによりある程度は防ぐことが期待できるため、図 9 の構成は図 8 に比べ装置が簡略化される効果がある。

【0109】DLL 的な動作を行うためには、図 2 7 で説明したタイミング E、L の相関演算結果から誤差信号を生成し、タイミング O の相関値からシンボルを復調すれば良い。図 1 1 はそのための制御の方法を示したものである。図 1 1 に示される最大の平均相関電力を与えるタイミングとタイミング設定法に従って、シンボル復調、誤差信号の生成を行うようにタイミングを制御すれば良い。なお、DLL の場合最大の平均相関電力を与えるタイミングとは誤差信号が最小となるタイミングに相当する。

【0110】図 1 1 の T1、T2、T3、T4 は図 8 の S1、S3、S5、S7 の相関タイミングであり、M1、M2、M3 はそれぞれの相関タイミングの中央点のタイミング S2、S4、S6 とする。今、タイミング T2 の相関電力が最大であったとすると、表の第 1 列目の制御を行う。即ち、シンボルタイミング O として、タイミング T2 で得られる相関値を高精度化手段から出力し、誤差信号を生成する相関電力のタイミング E、L をそれぞれタイミング T1、T3 として誤差信号を計算する。

【0111】得られた誤差信号より、最大相関電力を与えるタイミングが T2 から M2 に変更する必要が生じた時は第 2 列目の制御を行う。即ち、シンボルタイミング O を M2 に、誤差信号を生成する E、L のタイミングをそれぞれ M1、M3 に変更するが、拡散符号発生器 2 3 8 のクロックは変更されない。最大相関値を与えるタイミングが、M2 から T3 に変更する必要が生じた時は、第 3 列目の制御となる。即ちシンボルタイミング O を T3 に誤差信号タイミング E、L をそれぞれ T2、T4 に変更するが、拡散符号発生器 2 3 8 のクロックは変更されない。

【0112】得られた誤差信号より最大相関値を与えるタイミングが T3 から M3 に変更する必要が生じた時は、第 4 列目の制御を行う。図 8 の実施の形態の時と同様に、もはや T2、M2、T3 のタイミングでは最大相関値を得ることはできないため、タイミング制御手段 2 4 3 はパルス挿入、間引き回路 2 4 5 に対して、最大の相関値を与えるタイミングが M2 となるように、クロック制御信号（ここでは間引き信号）を送る。パルス挿入、間引き回路 2 4 5 では制御信号に応じて 2 倍のチップ速度クロックに対してパルスの挿入、間引きを行うことにより、 $[1/2]T_c$ 単位のタイミング制御を行う。この制御は表の第 4 列目に矢印で示されたものである。またシンボルタイミング O は M3 から M2 に変更される。

【0113】ただし、制御の更新は例えば、タイミングの指定が変更された場合、平均化手段241A~241Dで新しいタイミングに対する平均相関電力が得られるまでは、変更後のタイミング指定を保持する。

【0114】図8、図9の構成によれば、シンボル復調部と同期追尾部とで相関器を共有化することができ、かつ、拡散符号のタイミング制御は高々2倍のチップ速度であるが、4倍オーバーサンプルのタイミング精度で同期追尾、シンボル復調が可能となり、低消費電力化が実現される。また、同期追尾部における高精度化手段も、平均相関電力値に対して行われるため、最初から高精度サンプルによる方式に比べ演算量は僅かであり、また、相関電力の平均に要する時間単位で高精度化のための演算、制御を行えば良く、ハードウェア全体の処理量からみれば高精度化に必要な演算量の増大はごく僅かであると言える。

【0115】図8、図9はハードウェア規模の縮小化、低消費電力化が図れるため、このような構成を複数有するRAKE受信機にも適している。また、図8、図9は一般的なシンボル復調部と同期追尾部の構成を開示しているが、この方法は図31または図32の同期追尾部、シンボル復調部にもそのまま適用可能である。以下にその適用方法を開示する。

【0116】図9との対応部分に同一符号を付した図10はこの発明に係るパイロット信号による同期検波を行うシンボル復調部と同期追尾部の実施の形態を示しており、図31及び図32に対応するものである。図32は相関器はシンボル復調用に1系統、図面には詳しく表示されていないが誤差信号生成用に2系統用意されている。この実施の形態においては4系統の相関器を用意して同期追尾部とシンボル復調部で共用する。遅延回路239A~239C、242A~242C、252A、252B、253はそれぞれのタイミング関係を調整するためのものである。乗積器254A、254Bは直交多重された情報シンボルを分離識別するために、QPSK逆拡散器250B、250Cでそれぞれ逆拡散された同相軸受信信号と直交軸受信信号に対して共通にWalsh関数を乗積する。高精度誤差信号生成手段247はパイロット信号の相関電力を取り扱うため補正係数は G_p であり、高精度化手段255A、255Bはそれぞれシンボル相関値、パイロット相関値を取り扱うため補正係数は G_A である。

【0117】高精度誤差信号生成手段247、タイミング制御手段243の動作は図8、図9で示したものと同様である。タイミング制御手段243から与えられる最大の相関値が得られるタイミングに従って高精度化手段255Aでは情報シンボルの高精度化された相関演算結果が選択出力され、同様に高精度化手段255Bでは、高精度化されたパイロット信号の相関演算結果が選択出力され、重み付け位相補償部(Data Scale Phase Rotat

ion) 112において、パイロット信号を基準として位相補償ならびに、受信振幅による重み付けが行われ、復調シンボルを出力する。

【0118】なお、図中には示されていないが、出力結果は、図31のシンボル合成部107に導かれるが、特開平6-14008号公報で開示されているように、FIFOによるタイミング調整を行わずに、全復調部の復調シンボルが確定するまでの間、ラッチ回路により復調シンボルを保持しておき、シンボル合成部107にて全復調シンボルが確定した時点で合成すれば、FIFO規模の低減、低消費電力化を更に図れる効果が得られる。

【0119】図10の構成によれば、図8、図9の場合と同様に2倍オーバーサンプルのタイミング精度で4倍オーバーサンプル精度のシンボル復調特性、同期追尾特性を実現することができ、低消費電力化が実現される。また、同期追尾部での高精度化手段は平均相関電力に対してなされるため、演算量の増大も全体構成からみれば僅かである。FIFOの削減も含めるとタイミング精度を劣化させることなく、ハードウェア規模の小型化、低消費電力化が図れる効果が得られる。

【0120】実施の形態7. 図12、図13の構成はそれぞれ図8、図9の構成を図26の逆変調同期DLLに拡張、適用した場合の実施の形態であり、対応部分に同一符号を付けて示す。即ち、図12はタイミング高精度化手段207Aにより高精度化された7つの相関電力の最大値が中央の3タイミング内になるようにタイミング制御を行う実施の形態であり、図13は高精度誤差信号生成手段262により高精度化された誤差信号からタイミング制御を行う実施の形態である。チャネル推定手段260、復調シンボルに対する仮判定261、逆変調手段258A~258D、逆変調結果よりDLLを構成する点は図26と同様であるが、4系統の相関器237A~237Dを用いて、2倍オーバーサンプルのタイミング精度での相関値を求めタイミング高精度化手段207Aにより4倍オーバーサンプルのタイミング精度に高精度化する点が特長である。

【0121】チャネル推定、仮判定をタイミングが高精度化された相関値を用いて行うために、チャネル推定手段260、仮判定手段261の前に高精度化手段259A、259Bが設けられる。その結果、高精度なタイミングでチャネル推定、仮復調が行われるため、2倍オーバーサンプルのタイミング精度の相関値のみを用いているにも関わらず、高精度なシンボル復調特性、同期追尾特性が得られる効果がある。即ち、同一精度を実現するための従来の構成例に比べ、低消費電力化が図れるという効果がある。

【0122】スライディング相関器による同期追尾部、シンボル復調部の複合的な実施の形態を図8ないし図13にわたって説明したが、タイミング制御の制御単位[1/2]Tcチップであるため、回路構成も単純であ

り、R A K E 受信機を構成するためのタイミング管理も、相関値を増幅したものか、中央点の推定相関値かのみを識別するのみで良いため制御も比較的容易である。なお、図 1 2、図 1 3 においては高精度化手段 2 5 9 A、2 5 9 B、タイミング高精度化手段 2 0 7 A、2 6 2 は全て相関値に対して行われる為、補正係数は全て G A を用いる。

【0 1 2 3】実施の形態 8、図 1 4 はこの発明に係るデジタルマッチドフィルタを用いた R A K E 受信機の一実施の形態であり、図 3 3 に対応する。他の実施の形態と同様に、タイミングが互いに $[1/2]T_c$ シフトした受信サンプルをチップ単位で動作する相関器により、並列的に 2 倍オーバーサンプルタイミング精度で相関演算を行った後、連続的高精度化手段 2 3 2、2 6 6 で 4 倍オーバーサンプル精度に高精度化を行う。

【0 1 2 4】図 1 4 はマルチパス受信信号の相関電力を検出し平均化する部分は図 6 で示した実施の形態と同様な構成で実現でき、対応部分に同一符号を付して示す。ただし、その目的が図 6 では同期捕捉あるいは信号検索であるのに対し、図 1 4 は R A K E 受信のための信号強度の決定であるため、平均化部 5 2 のパラメータ（巡回加算器の重み、巡回加算回数等）が異なる。また、図 1 4 では、連続的高精度化手段 2 3 2 の出力は、次の巡回加算結果が得られるまでシフトレジスタ 2 6 7 に格納され R A K E 合成のための重み係数となる。

【0 1 2 5】シンボル復調系に関しては、デジタルマッチドフィルタ出力がまず位相補償手段 2 6 5 A、2 6 5 B によって位相補償が行われ同期検波され、復調シンボルとなる。位相補償の方法は図 1 4 には示されていないが、例えば、図 2 6、図 3 2 で説明された方法、もしくは、一般的なデジタルコスタスループ等を用いて実現される。同じく図中には示されていないが、これらの位相補償の際に生じたタイミング遅延等については、連続的高精度化手段出力のタイミングと一致するようにタイミング調整手段が位相補償手段 2 6 5 A、2 6 5 B に含まれる。そして、連続的高精度化手段 2 6 6 によって相関値に対する補正係数を用いて、4 倍オーバーサンプル精度に高精度化され、シンボル間隔毎にシフトレジスタ 2 6 8 に格納され、各タイミングでの重みが格納されているシフトレジスタ 2 6 7 とそれぞれ乗積され、加算部 2 7 0 で加算されることにより R A K E 合成が実現される。

【0 1 2 6】上記実施の形態で示したように、デジタルマッチドフィルタを使用する場合でも、2 倍オーバーサンプル精度の相関演算結果を用いて、4 倍オーバーサンプル精度で R A K E 合成が実現される。したがって、ハードウェア規模の縮小化、低消費電力化を実現できる効果が得られる。また、図 1 4 と図 6 は共有できる部分が大きく、両者を効率よく結合させることにより、いつその小型化、低消費電力化が図れる。

【0 1 2 7】また、シフトレジスタ部 2 6 7、2 6 8 の段数を遅延プロファイル特性に応じて制限し、ハード規模の削減を図ることも可能である。その際には制限されたシフトレジスタ内に受信サンプルが収まるように、入力サンプルタイミングを制御する必要がある。この制御の方法としては、例えば特開平 4 - 3 4 7 9 4 4 号公報に開示された方法がある。この方法は 2 倍オーバーサンプルのタイミング精度の相関演算結果により実現しているが、本実施の形態で与える方法により 4 倍精度へ高精度化した相関値を用いることにより、D L L を構成して平均的な誤差信号に応じて制御をかけることが可能である。

【0 1 2 8】なお、実施の形態 1 から実施の形態 8 においては、スライディング相関器を用いる場合の構成と、デジタルマッチドフィルタを用いる場合の構成と別々に示したが、両者が混在する構成でも有効に動作する。例えば、R A K E 受信機において、サーチャー部はデジタルマッチドフィルタを用い、シンボル復調部、同期追尾部はスライディング相関器を用いる構成が考えられ、この実施の形態で開示した方法を用いて組み合わせることも可能である。

【0 1 2 9】また、実施の形態 3、実施の形態 8 ではマッチドフィルタをデジタルマッチドフィルタについてのみ示したが、アナログマッチドフィルタを使用する場合も、相関演算結果を A/D 変換後サンプルする場合にはサンプル速度が制限されるため、この発明で開示した方法が有効となる。

【0 1 3 0】また、実施の形態 2、6、7 において、シンボル復調部に用いる高精度化手段は、中央点の推定値以外が選択される時は、常に増幅された相関演算結果が出力されている。これは、R A K E 受信で重み付けする際に、推定相関値と増幅相関値の信頼度を統一する為並びにデジタル処理のビット数を統一するためにも必要である。

【0 1 3 1】また、実施の形態 1 から実施の形態 8 において、相関値が直接得られないタイミング点の推定法として、両者の加算結果を用いてタイミング中央点のみを推定する場合を中心に説明した。しかしながら、推定法は種々のものがあるため、これらを適用することにより中央点以外の相関値も容易に推定することが可能であり、この推定結果を用いてシンボル復調、同期追尾、同期捕捉等行っても同等の効果が得られる。推定の方法としては例えばナイキスト補間、エルミート補間、2 次補間等がある。ナイキスト補間はナイキストのサンプリング定理に基づいた補間である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 この発明の原理の説明に供する信号波系図である。

【図 2】 この発明によるシンボル復調部のスライディング相関器による構成を示すブロック図である。

【図 3】 この発明による高精度化手段の構成を示すブロック図である。

【図 4】 この発明によるシンボル復調部のデジタルマッチドフィルタによる構成を示すブロック図である。

【図 5】 この発明による同期捕捉部のスライディング相関器による構成を示すブロック図である。

【図 6】 この発明による同期捕捉部のデジタルマッチドフィルタによる構成を示すブロック図である。

【図 7】 この発明による連続的高精度化手段の構成を示すブロック図である。

【図 8】 この発明による RAKE 受信用シンボル復調部及び同期追尾部のスライディング相関器による構成を示すブロック図である。

【図 9】 この発明による RAKE 受信用シンボル復調部及び同期追尾部のスライディング相関器による他の構成を示すブロック図である。

【図 10】 この発明によるパイロット信号による同期検波を行う RAKE 受信用シンボル復調部と同期追尾部のスライディング相関器による構成を示すブロック図である。

【図 11】 この発明による高精度誤差信号生成手段ならびにタイミング制御手段の動作を説明する略線図である。

【図 12】 この発明による RAKE 受信用シンボル復調部及び逆変調型同期 D L L のスライディング相関器による構成を示すブロック図である。

【図 13】 この発明による RAKE 受信用シンボル復調部及び逆変調型同期 D L L のスライディング相関器による他の構成を示すブロック図である。

【図 14】 この発明による RAKE 受信機のデジタルマッチドフィルタによる構成を示すブロック図である。

【図 15】 スペクトル拡散信号の送信部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 16】 スペクトル拡散信号のデジタル受信部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 17】 スライディング相関器によるシンボル復調部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 18】 デジタルマッチドフィルタによるシンボル復調回路の従来の構成を示すブロック図である。

【図 19】 スペクトル拡散符号の時間相関特性の説明に供する信号波形図である。

【図 20】 スペクトル拡散符号の時間相関特性の説明に供する信号波形図である。

【図 21】 スライディング相関器による同期捕捉部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 22】 デジタルマッチドフィルタによる同期捕捉部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 23】 2 倍オーバーサンプリング精度のデジタルマッチドフィルタの従来の構成を示すブロック図である。

【図 24】 通常の相関特性と隣接する相関値から中央点からの相関値を求める手順の説明に供する信号波形図である。

【図 25】 スライディング相関器によるシンボル復調部及び同期追尾部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 26】 スライディング相関器によるシンボル復調部及び逆変調型同期 D L L の従来の構成を示すブロック図である。

10 【図 27】 同期追尾部で使用されるサンプルタイミングと相関電力の関係ならびにサンプル誤差と誤差信号の関係を示す信号波形図である。

【図 28】 デジタルマッチドフィルタによるシンボル復調部及び同期追尾部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 29】 同期追尾部におけるタイミング制御回路の従来の構成を示すブロック図である。

【図 30】 同期追尾部におけるタイミング制御回路の従来の他の構成を示すブロック図である。

20 【図 31】 RAKE 受信機の従来の構成を示すブロック図である。

【図 32】 スライディング相関器による RAKE 受信用シンボル復調部及び同期追尾部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 33】 マッチドフィルタによる RAKE 合成部の従来の構成を示すブロック図である。

【図 34】 マッチドフィルタによるタイミング高精度化の従来の構成を示すブロック図である。

30 【図 35】 デジタルマッチドフィルタの並列構成によるマッチドフィルタのタイミング高精度化の従来の構成を示すブロック図である。

【符号の説明】

- 1 データ拡散部
- 2 データ符号化器
- 3 拡散部
- 4、26、44、66 拡散符号発生器
- 5 変調部
- 6、14 局部発振器
- 7、13 乗算器
- 40 8、12 帯域通過フィルタ
- 9 増幅部
- 10、11、42 アンテナ
- 15、55 低域通過フィルタ (LPF)
- 16 自動利得制御器
- 17 アナログデジタル変換器
- 18 S S 受信機
- 19 復調部
- 20 同期捕捉部
- 21 同期追尾部
- 50 22 データ復号部

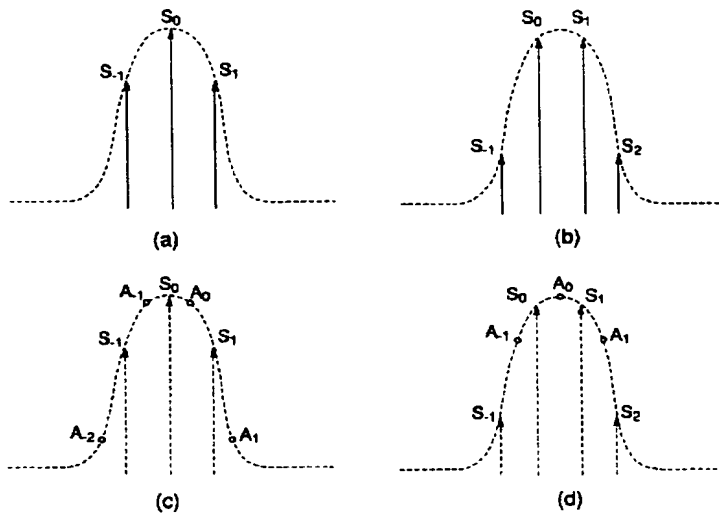
25、35、41、35A、58、59、70、71、
 72 相関演算部
 27、37、37A 乗積部
 28 積分器
 29 チップレートクロック
 30、40、40A、56 サンプラ
 31 サンプルレートクロック
 36、36A シフトレジスタ
 38 拡散符号
 39、39A 加算器
 41A QPSK逆拡散器
 41B、41C デジタル積分器
 43 レシーバ
 45 2乗和器
 46 平均化部
 47 比較器
 48 制御器
 50A、50B 2乗器
 51、52A 加算器
 52 巡回加算部
 52B フレームメモリ
 52C 乗算器
 53 最大値ホールド部
 57 シリアルパラレル変換器
 58A 遅延器
 58B 乗算器
 58C、59C 低域通過フィルタ
 60A、60B 2乗器
 61 減算器
 62 数値制御クロック
 65 QPSK順同期検波器
 68 同期追尾部
 69 シンボル復調部
 76 ループフィルタ
 77 遅延器
 78 電圧制御拡散符号発生器
 79 搬送波位相推定器
 81 シンボル復調部
 86A、86B 乗算器
 87A、87B 低域通過フィルタ
 89A、89B デジタル相関器
 90A、90B 2乗回路
 91 加算器
 92 遅延回路
 93 減算器
 94 ラッチ回路
 95 ループフィルタ
 96 電圧制御発振器
 97 固定クロック
 98 デジタル制御信号

99 プログラマブル遅延素子
 100 自走クロック
 101 パルス挿入／間引き回路
 102 分周器
 105 サーチャー部
 106 復調部
 107 シンボル合成部
 108 制御部
 110 相関演算部
 10 110A QPSK逆拡散器
 110B、110C フィルタ
 110D、110E 乗算器
 110F、110G アキュムレータ
 111 直交符号発生器
 112 重み付け位相補償部
 113 シンボル格納レジスタ
 116 相関器
 116A QPSK逆拡散器
 116B 積分器
 20 117 タイミング制御部
 118 遅延回路
 119 加算部
 120 アナログデジタル変換器
 121 デジタルマッチドフィルタ
 122 クロック
 123 マルチプレクサ
 124 絶対値演算回路
 125 最大絶対値演算回路
 126 カウンタ
 30 201、202 スライディング相関器
 203 クロック
 204 拡散符号発生器
 205、206 遅延回路
 207 タイミング高精度化手段
 208 セレクタ
 209、210 増幅器
 211 加算器
 212、212A 高精度化手段
 213 デコーダ
 40 214、215、216 セレクタ
 220 アナログデジタル変換器
 221 シリアルパラレル変換器
 222A、222B デジタルマッチドフィルタ (DMF)
 223A、223B サンプラ
 225A、225B 遅延回路
 226 比較器
 230A、230B シリアルパラレル変換器
 231A、231B、231C、231D デジタル
 50 マッチドフィルタ (DMF)

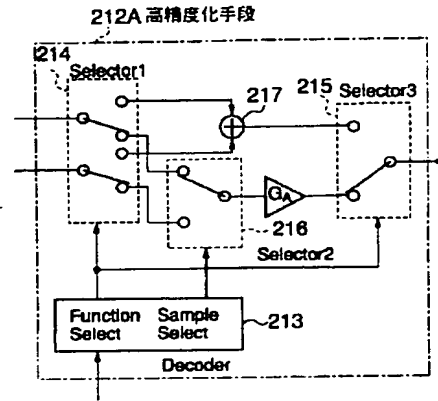
2 3 2 連続の高精度化手段

2 3 4 受信パス検出

【図 1】

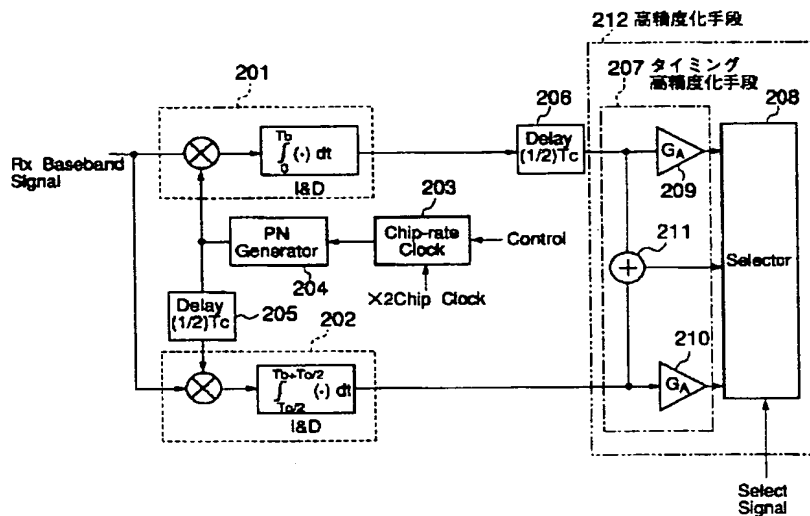


【図 3】

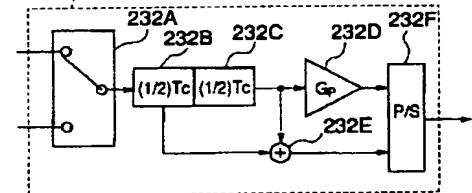


【図 7】

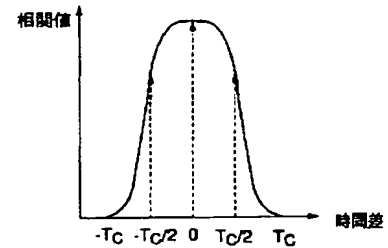
【図 2】



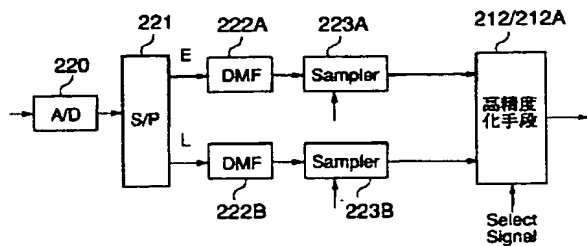
232 連続的高精度化手段



【図 20】



【図 4】



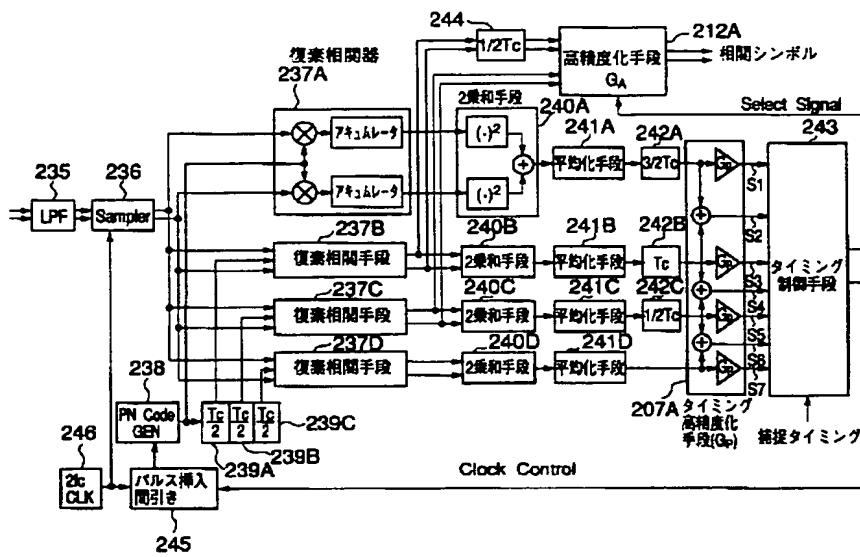
【図 11】

最大の相関電力を与えるタイミング

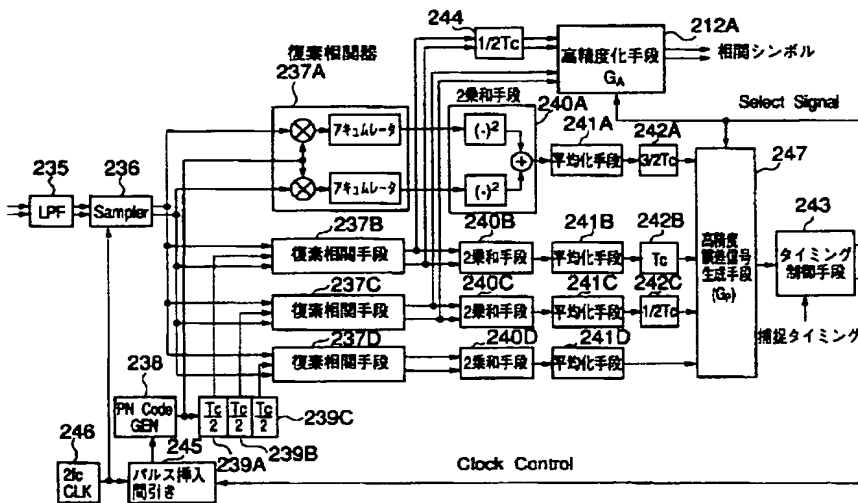
	T2	M2	T3	M3
T1	E			
M1		E		E
T2	O		E	
M3		O		E
T3	L		O	
M4		L		O
T4			L	

ELO タイミング 設定方法

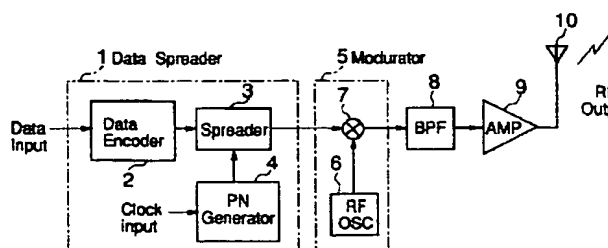
【図 8】



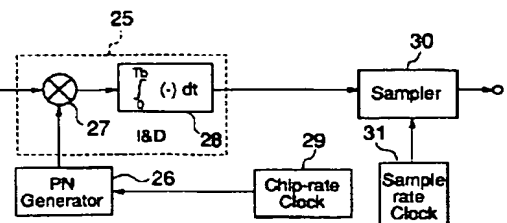
【図 9】



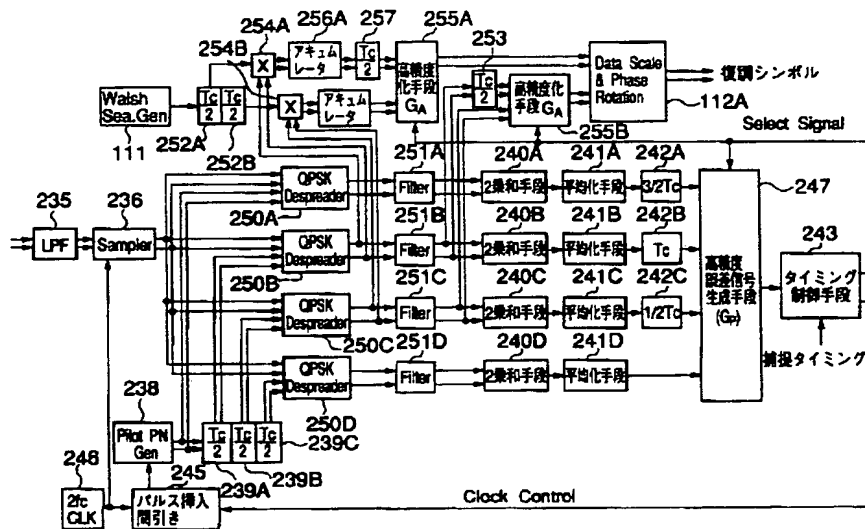
【図 15】



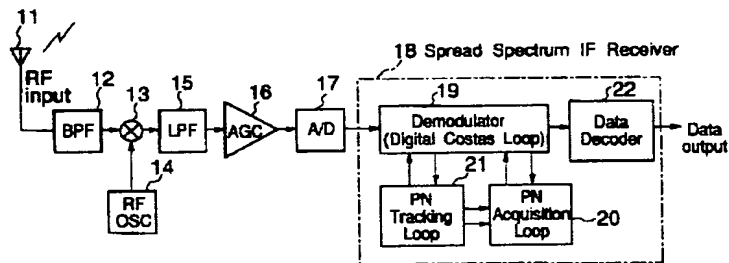
【図 17】



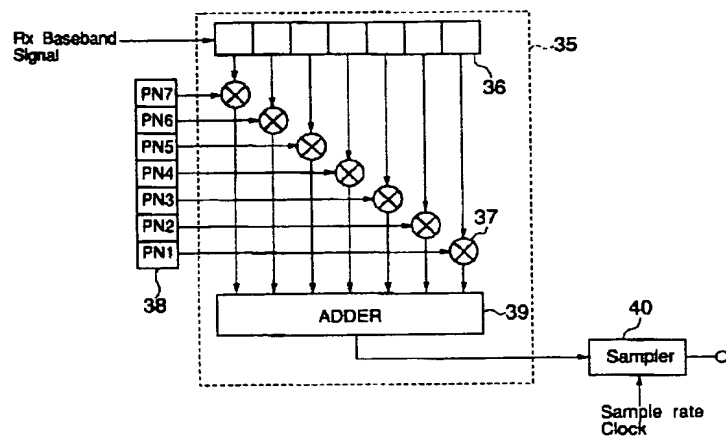
【図 10】



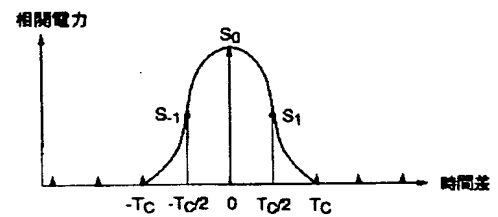
【図 16】



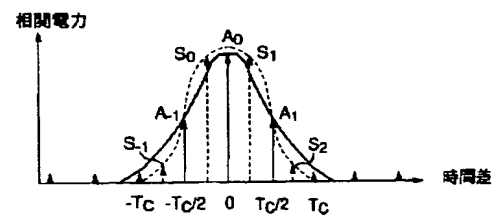
【図 18】



【図 24】

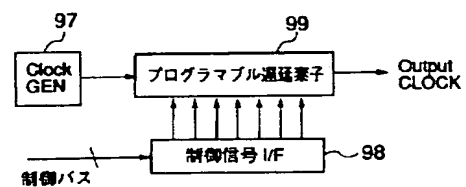


(a)

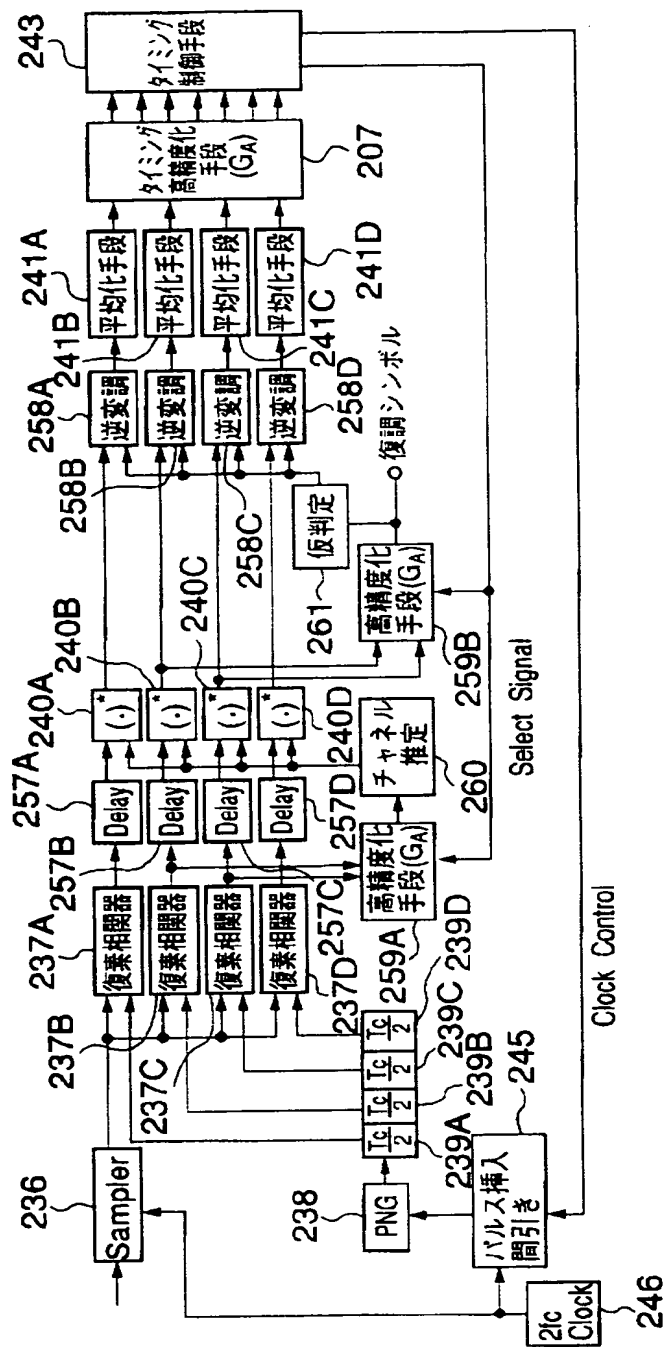


(b)

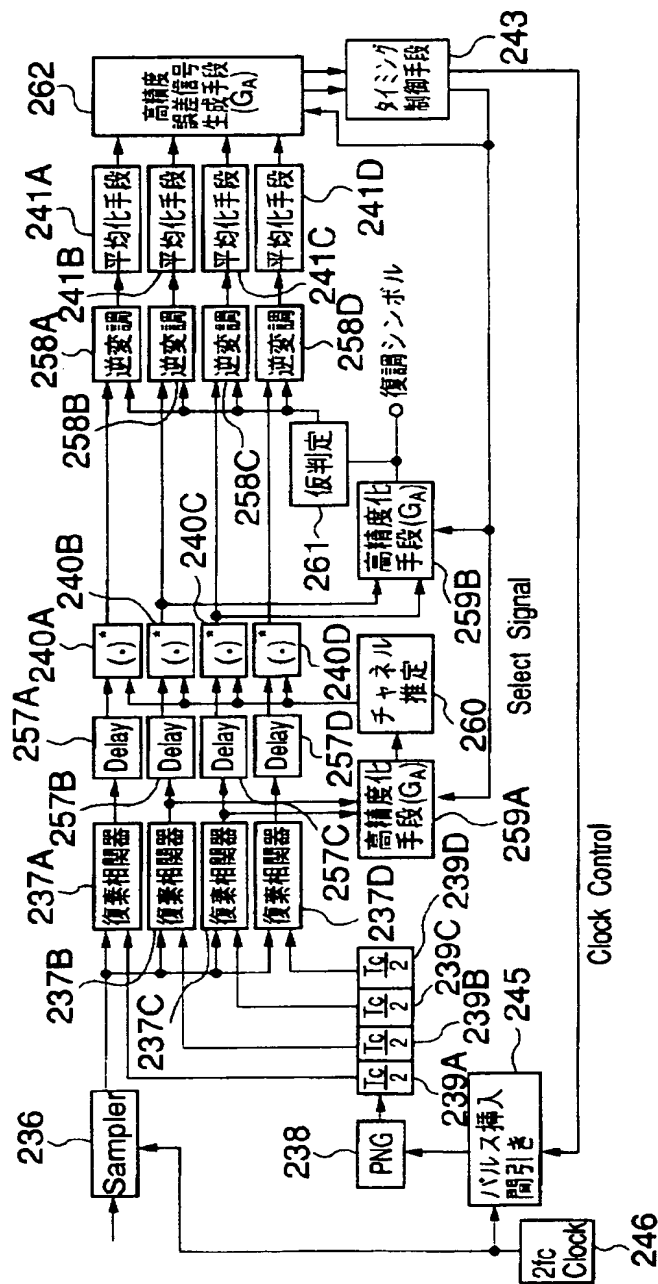
【図 29】



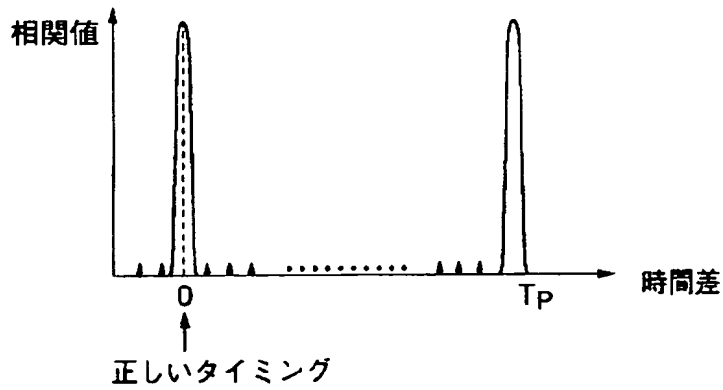
【図 1 2】



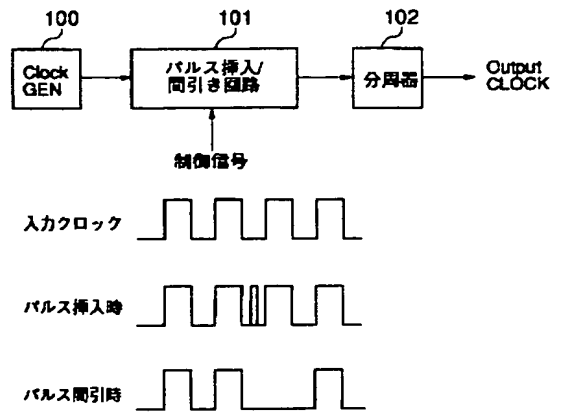
【図 13】



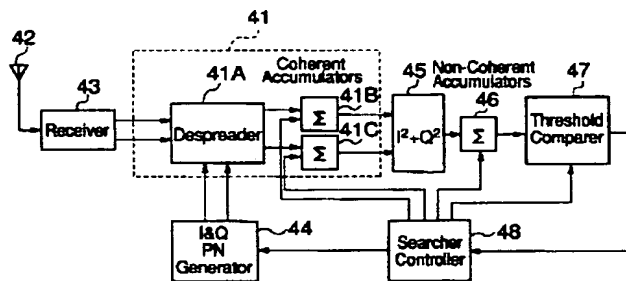
【図 19】



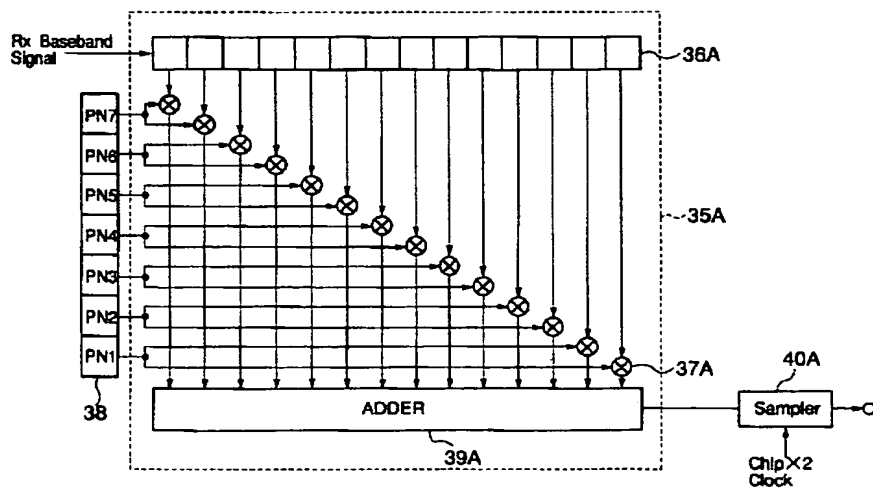
【図 30】



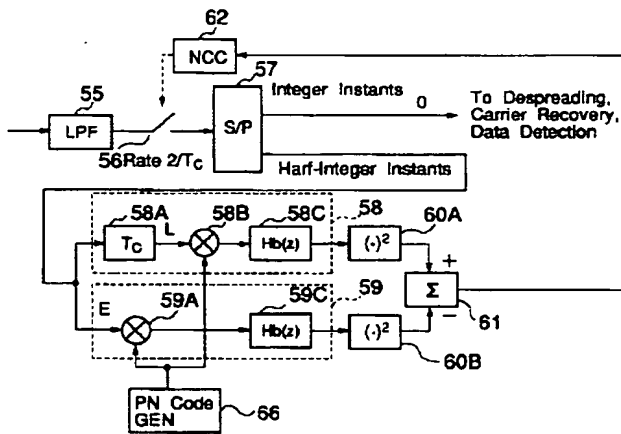
【図 21】



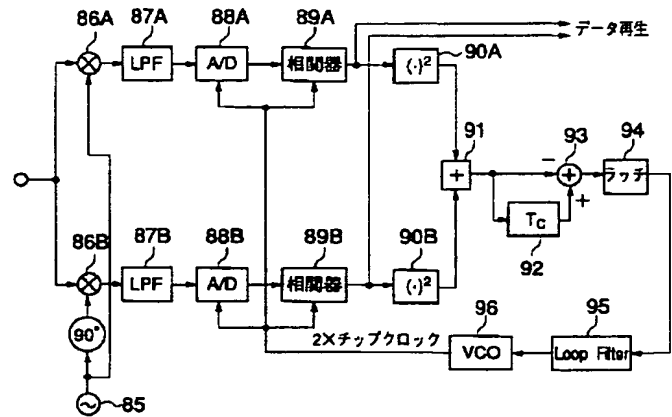
【図 23】



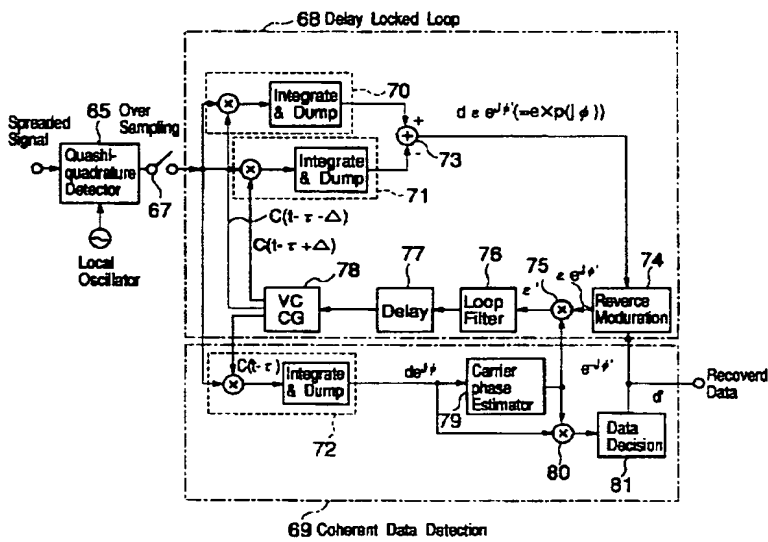
【図 25】



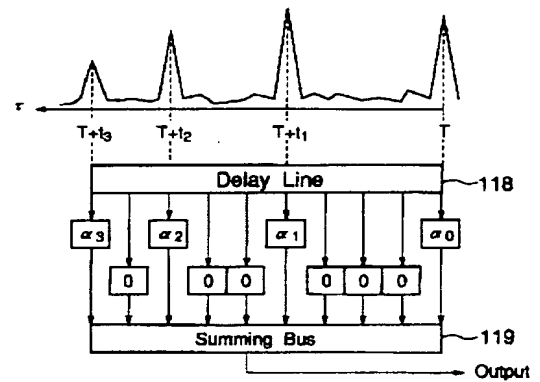
【図 28】



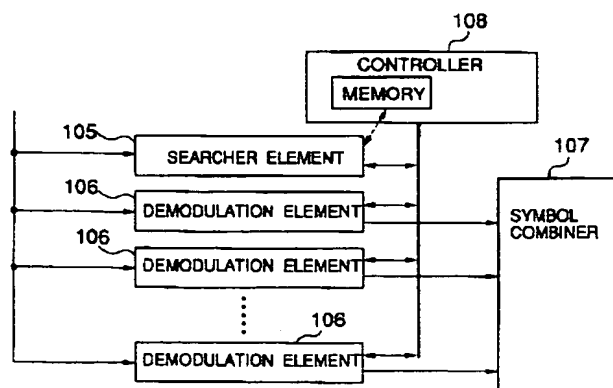
【図 26】



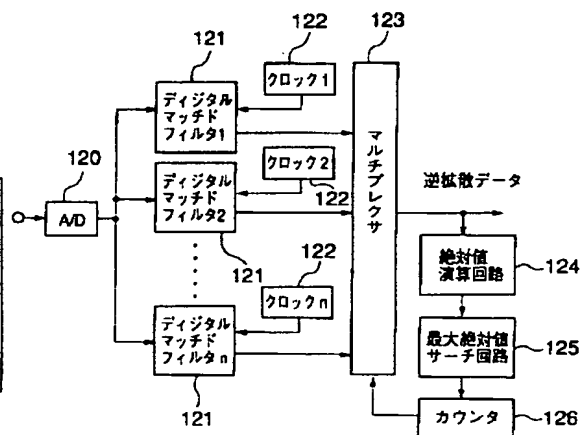
【図 33】



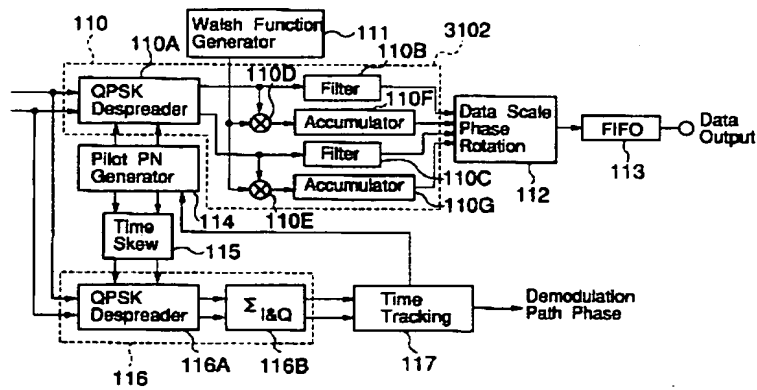
【図 31】



【図 35】



【図 3 2】



【図 3 4】

